

Hochschule für angewandte Wissenschaften Würzburg – Schweinfurt
Abteilung Schweinfurt
Studiengang Elektrotechnik

**Aufbau eines Radars, auf Basis eines FMCW-Radars, zur
Untersuchung der Eignung orthogonaler Signale für die
SAR-Prozessierung**

DIPLOMARBEIT

bei

Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt e.V. (DLR)
Institut für Hochfrequenztechnik und Radarsysteme

zur Erlangung des akademischen Grades

Dipl.-Ing. (FH)

vorgelegt von:

Tobias Rommel

Ma.-Nr. 4107071

Betreuer:

Dipl.-Ing. M. Limbach

Prof. J. Weith

Tag der Ausgabe: 01.03.2011

Tag der Abgabe: 02.08.2011

Erklärung

Hiermit erkläre ich, dass ich die vorliegende Diplomarbeit selbständig verfasst und noch nicht anderweitig für Prüfungszwecke vorgelegt habe. Ich habe keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt und habe wörtliche oder sinn-
gemäße Zitate als solche gekennzeichnet.

Tobias Rommel

Inhaltsverzeichnis

| | |
|--|-----------|
| 1. Einleitung | 2 |
| 2. Grundlagen..... | 4 |
| 2.1. RADAR | 4 |
| 2.2. DAUERSTRICHRADAR (CW) | 5 |
| 2.3. FREQUENZMODULIERTES DAUERSTRICHRADAR (FMCW) | 7 |
| 2.4. SYNTHETISCHE APERTUR | 9 |
| 2.5. AUFLÖSUNG | 11 |
| 2.5.1. Entfernungsauflösung | 12 |
| 2.5.2. Querauflösung..... | 15 |
| 2.6. STANDARDZIELE..... | 18 |
| 2.7. ORTHOGONALE SIGNALE..... | 18 |
| 3. Systemdesign | 20 |
| 3.1. MODULATIONSSPANNUNG..... | 20 |
| 3.2. OSZILLATOR | 22 |
| 3.2.1. Linearität des spannungsgesteuerten Oszillators..... | 24 |
| 3.3. DESIGN TIEFPASSFILTER..... | 27 |
| 3.4. KONZEPT DES FMCW-RADARSENSORS..... | 29 |
| 3.5. RADARGLEICHUNG UND MAXIMALE REICHWEITE | 31 |
| 3.6. RADARGLEICHUNG FÜR SAR | 33 |
| 4. Experimentelle Ergebnisse | 36 |
| 4.1. LEITUNGSLÄNGENMESSUNG UND KALIBRIERUNG (FMCW-RAR)..... | 36 |
| 4.2. ENTFERNUNGSMESSUNG (FMCW-RAR) | 39 |
| 4.3. GESCHWINDIGKEITSMESSUNG (CW-RAR)..... | 42 |
| 4.4. PHASENDIFFERENZMESSUNG VON I- UND Q-SIGNAL (CW-RAR)..... | 44 |
| 4.5. ABSTANDSBESTIMMUNG ZWEIER ZIELE IN AZIMUT (CW-ISAR)..... | 45 |
| 4.6. ABBILDUNG VERTEILTER OBJEKTE (FMCW-SAR) | 48 |
| 5. SAR Signalverarbeitung – Bildgebender Algorithmus..... | 50 |
| 5.1. ENTFERNUNGSKOMPRESSION | 51 |
| 5.2. AZIMUTKOMPRESSION..... | 55 |
| 6. Zusammenfassung | 56 |
| 6.1. BEWERTUNG UND DISKUSSION DER ERGEBNISSE | 56 |
| 6.2. AUSBLICK..... | 56 |
| A Anhang..... | 58 |
| A.1 QUELLCODE | 58 |
| A.2 VERZEICHNIS DER VERWENDETEN FORMELZEICHEN UND KONSTANTEN..... | 63 |
| A.3 ABBILDUNGSVERZEICHNIS | 66 |
| A.4 LITERATURVERZEICHNIS | 67 |

1. Einleitung

SAR ist das Akronym von „Synthetic Aperture Radar“ (Radar mit synthetischer Apertur) und Radar steht für “RADio Detection And Ranging”, was so viel wie „Zielerfassung und -ortung durch elektromagnetische Wellen“ bedeutet. Radar mit synthetischer Apertur hat sich zu einer vielseitig verwendeten Technik für die Fernerkundung unseres Planeten entwickelt. Es handelt sich hierbei um einen Sensor, welcher in erster Linie zur Abbildung, Untersuchung und Überwachung von Planetenoberflächen dient.ⁱ

Abbildende Radarsysteme ermöglichen eine zwei- und bei interferometrischen Systemen sogar eine dreidimensionale Abbildung des überflogenen Gebiets. Aus der Rückstreuung des gesendeten Radarsignals können bedeutende Informationen über Rauigkeit, geometrische Struktur und elektrische Eigenschaften der Oberfläche und der Bereiche unmittelbar unter der Oberfläche extrahiert werden. Die Eindringtiefe der elektromagnetischen Wellen ist dabei von der Wellenlänge und von den elektrischen Eigenschaften des beleuchteten Gebiets abhängig.

Im Gegensatz zu passiven Sensoren hat ein abbildendes Radarsystem seine eigene Beleuchtungsquelle, sodass die Abbildung unabhängig von fremden Quellen erfolgen kann. Darüber hinaus werden in der Regel Sendefrequenzen mit einer Wellenlänge größer als 1 cm gewählt, wodurch sich eine weitgehende Allwettertauglichkeit¹ ergibt.ⁱⁱ

Grundlegend lassen sich Radare nach zwei Betriebsarten einteilen. Pulsradargeräte senden ein impulsförmiges Signal mit langer Pause aus, in welcher die reflektierten Signale empfangen und ausgewertet werden. Das hier aufgezeigte Dauerstrichradar sendet und empfängt im Gegensatz dazu kontinuierlich, was einige Vor- und Nachteile mit sich bringt.

Ziel dieser Arbeit ist die Entwicklung und Konstruktion eines Demonstrationsradars, mit welchem die Eignung orthogonaler Signale für die SAR-Prozessierung untersucht werden soll. Die Entscheidung fiel auf ein breitbandiges, kompaktes, frequenzmoduliertes Dauerstrichradar mit synthetischer Apertur (FMCW-SAR), welches später z. B. zur Verwendung mehrerer Sende- und Empfangskanäle problemlos

¹ Signale mit kürzeren Wellenlängen werden mit hoher Wahrscheinlichkeit an Regentropfen oder Hagelkörnern reflektiert.

erweitert werden kann. Im Empfangszweig wird das Signal getrennt und die beiden resultierenden Anteile um 90° phasenverschoben verarbeitet, wodurch unter anderem zusätzliche Informationen der beleuchteten Oberfläche gewonnen werden können. Da im Institut für Hochfrequenztechnik und Radarsysteme beim Deutschen Zentrum für Luft- und Raumfahrt e.V. im Bereich SAR der Fokus fast ausschließlich auf gepulsten und damit weltraumtauglichen Systeme liegt und im Bereich FMCW-SAR bisher keine Arbeiten stattfanden, soll diese Arbeit zudem einen grundlegenden Einblick in diese Thematik geben.

In Kapitel 2 werden die Grundlagen zu Radarsystemen mit realer und synthetischer Apertur erklärt. Dabei wird ausschließlich auf Dauerstrichradare eingegangen. Die Formeln zum Auflösungsvermögen werden ebenfalls hergeleitet und der Vorteil orthogonaler Signale erläutert.

In Kapitel 3 wird die Auswahl einer geeigneten Signalquelle getroffen, welche zu Beginn charakterisiert wurde. Da diese mit einer sogenannten Modulationsspannung gespeist werden muss, wird ein für die Anwendung geeigneter Spannungsverlauf ausgewählt. Weiterhin gibt dieses Kapitel einen Überblick über das gesamte Systemdesign. Ein Tiefpassfilter zur fehlerfreien Abtastung des Ausgangssignals wird entworfen. Die Funktionsweise des gesamten Radarsystems wird beschrieben und über die Radargleichung eine Prognose der maximal detektierbaren Entfernung zu einem Referenzziel getroffen.

Kapitel 4 beschreibt eine Validierung anhand von diversen Testmessungen und stellt schließlich die Eignung des FMCW-Verfahrens als bildgebenden Sensor fest. Die Kalibrierung des Systems beruht auf den hier gewonnenen Ergebnissen.

Der gesamte Weg von den aufgezeichneten Rohdaten hin zum Bild als Endprodukt wird in Kapitel 5 beschrieben. Dabei werden zum besseren Verständnis die Filterfunktionen für die Entfernungs- und die Azimutrichtung hergeleitet.

Kapitel 6 gibt schließlich einen Ausblick auf künftige Arbeiten und bewertet die gewonnenen Resultate.

Der Schwerpunkt des theoretischen Teils der Arbeit liegt auf den Grundlagen von FMCW-SAR, welcher den größten Teil der Arbeit einnimmt. Die eigentliche Aufgabenstellung, der Aufbau eines Radarsystems, tritt aufgrund der Komplexität der Signalverarbeitung in den Hintergrund.

2. Grundlagen

In diesem Kapitel werden die Grundlagen zu Radarsystemen mit realer und synthetischer Apertur erklärt. Dabei wird ausschließlich auf monostatische Dauerstrichradare eingegangen. Die Formeln zum Auflösungsvermögen werden ebenfalls hergeleitet und der Vorteil orthogonaler Signale erläutert.

2.1. Radar

Beim Radar werden elektromagnetische Wellen gebündelt ausgesendet, die von Objekten reflektierten „Echos“ empfangen und anschließend aufgrund der Differenz zwischen Sende- und Empfangssignal, Informationen über die Objekte gewonnen. Der Frequenzbereich des Sendesignals liegt dabei typischerweise im Bereich von 0,3 GHz (P-Band) bis 110 GHz (W-Band) (siehe Abb. 2-1).ⁱⁱⁱ

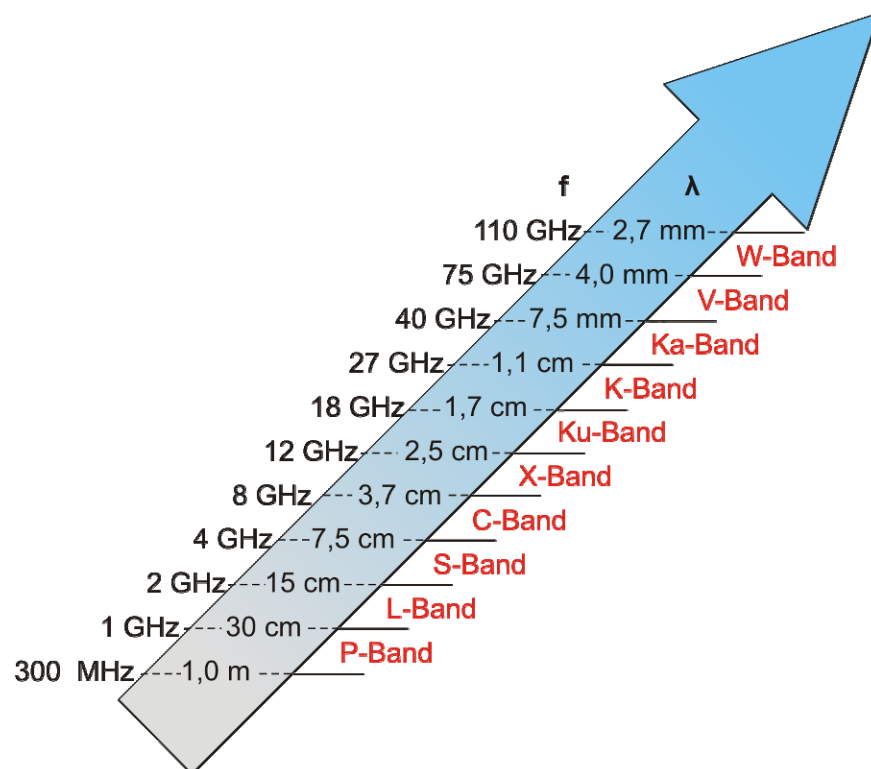


Abb. 2-1: Radar-Frequenzbandbezeichnungen nach IEEE-Std-521-2002

Die gesendeten elektromagnetischen Wellen werden beim Auftreffen auf ein Ziel an vorhandenen Unebenheiten und Strukturen zum Teil absorbiert und teils reflektiert. Der Teil der Sendeenergie der zum Empfänger reflektiert wird kann zur Ortung und Vermessung des Zieles nach Amplitude, Frequenz, Phase, Polarisierung und Laufzeit verarbeitet werden. Als Ziel wird allgemein jedes Objekt verstanden, wel-

ches Energie reflektiert, bei einer Abbildung des Bodens kann dieser auch in die Kategorie Ziel eingeordnet werden. Der wesentliche Vorteil von Radar besteht darin, dass es unabhängig von Tageszeit und Wetter bei wesentlich größerer Reichweite arbeiten kann, als ein optisches System. Darüber hinaus ist es in der Lage, folgende Informationen über eindeutig geortete Ziele zu bestimmen^{iv}:

- Entfernung Radar - Ziel
- Winkelpositionen (in Azimut und/oder Elevation, abhängig von der Antenne)
- Höhe über Grund (Altimeter)
- Radialgeschwindigkeit
- Größe, Struktur und Materialeigenschaften (SAR/ISAR oder andere hochauflösende Betriebsarten)

Mit Radar lassen sich relative Unterschiede in der Beschaffenheit verschiedener Ziele charakterisieren. Dies ist besonders bei der Beobachtung der Erdoberfläche wichtig. Hierbei kann Wasser gut von Land, Straßen oder Bauwerke gut von landwirtschaftlichen Nutzflächen und Wiesen von Wald unterschieden werden. Sogar verschiedene Felder mit unterschiedlichem Bewuchs sind voneinander separierbar.

In dieser Arbeit wird Radar ausschließlich bezüglich des monostatischen Radars behandelt. Ein monostatisches Radar verwendet eine einzelne Antenne (Alternativ: zwei direkt nebeneinander liegende Antennen), um die Signale zu senden und zu empfangen, während ein bistatisches Radar örtlich getrennte Antennen zum senden und empfangen verwendet.^{iv}

2.2. *Dauerstrichradar (CW)*

Ein Radar, welches bei einer Frequenz, im Dauerstrich- oder CW (engl. Continuous Wave)-Modus betrieben wird, sendet kontinuierlich ein Signal aus und dient zur Geschwindigkeitsmessung anhand des Dopplereffekts. Wird das gesendete Signal mit der Amplitude A_s , der konstanten Kreisfrequenz $\omega_0 = 2\pi f_0$ und dem konstanten Phasenwert φ_0 zur Zeit t_0 ausgedrückt, so kann es durch die Zeitfunktion

$$s(t) = A_s \exp(j(\omega_0 t + \varphi_0)) \quad (2.1)$$

dargestellt werden.

Um einen Weg von $2 \cdot R_Z(t)$ (Radar – bewegtes Ziel – Radar) zurückzulegen, benötigt das Signal die Zeit $\tau = 2 \cdot R_Z(t) / c_0$, wobei c_0 die Ausbreitungsgeschwindigkeit elektromagnetischer Wellen in Luft / Vakuum (Lichtgeschwindigkeit) ist. Das am Radar empfangene Signal $r(t)$ entspricht dem um die Zeit τ verzögerten Sendesignal^{iv}:

$$r(t) = A_E \exp \left(j \left(\omega_0 t - \omega_0 \frac{2 R_Z(t)}{c_0} + \varphi_0 \right) \right) \quad (2.2)$$

Der Phasenunterschied zwischen Sende- und Empfangssignal von

$$\varphi_{SE}(t) = \int_0^t \omega_0(t) dt = \omega_0 \frac{2 R_Z(t)}{c_0} \quad (2.3)$$

kann zur Bestimmung der Zielentfernung R_Z verwendet werden, insofern sich das Ziel zum Zeitpunkt $t = t_0$ in der Entfernung R_{Z0} befindet und sich außerdem in radialer Richtung mit der Geschwindigkeit \bar{v}_r bewegt.

$$\varphi_{SE}(t) = \frac{2 \omega_0}{c_0} (R_{Z0} \mp \bar{v}_r t_0) \pm \frac{2 \omega_0}{c_0} \bar{v}_r t \quad (2.4)$$

Das positive Vorzeichen bedeutet, dass sich das Ziel vom Radar wegbewegt, während das negative Vorzeichen eine Zielannäherung ausdrückt. Wie leicht ersichtlich, setzt sich die Phase φ_{SE} aus einem konstanten und einem zeitvariablen Anteil zusammen. Das Radarempfangssignal wird aus Gl. (2.2) durch Einsetzen des Phasenausdrucks von (2.4) gewonnen:

$$r(t) = A_E \exp \left(j \left(\omega_0 \left(1 \pm \frac{2 \bar{v}_r}{c_0} \right) t - \frac{2 \omega_0}{c_0} (R_{Z0} \pm \bar{v}_r t_0) + \varphi_0 \right) \right) \quad (2.5)$$

Außer einem zusätzlichen konstanten Phasenwert, der für die folgenden Betrachtungen ohne Bedeutung ist, tritt nun noch ein Frequenzunterschied zwischen Sende- und Empfangssignal auf. Das Empfangssignal besitzt die Frequenz

$$f_E = f_0 \left(1 \pm 2 \frac{\bar{v}_r}{c_0} \right) \quad (2.6)$$

Dabei ergibt sich eine Frequenzerhöhung (positives Vorzeichen) bei sich näherndem und eine Frequenzerniedrigung (negatives Vorzeichen) bei sich entfernendem

Ziel. Der Frequenzunterschied f_D zwischen Sende- und Empfangssignal wird Doppelfrequenzverschiebung oder Dopplerfrequenz genannt ^{iv}:

$$f_D = f_E - f_0 = 2f_0 \frac{\bar{v}_r}{c_0}$$

$$f_D = 2 \frac{\bar{v}_r}{\lambda_0} \quad (2.7)$$

Die Messung der Dopplerfrequenzverschiebung kann zur Bestimmung der Radialgeschwindigkeit eines Zieles verwendet werden. Im Allgemeinen bewegt sich ein Ziel nicht direkt auf das Radar zu, sodass zwischen Radialgeschwindigkeit \bar{v}_r und der tatsächlichen Geschwindigkeit \bar{v}_z eines Zieles unterschieden werden muss. Zwischen diesen beiden Geschwindigkeiten besteht der Zusammenhang

$$\bar{v}_r = \bar{v}_z \cos(\gamma) \quad (2.8)$$

Welcher in Abb. 2-2 verdeutlicht wird. Dabei wird mit γ der Winkel zwischen dem Geschwindigkeitsvektor des Zieles und der Richtung Ziel/Radar bezeichnet.

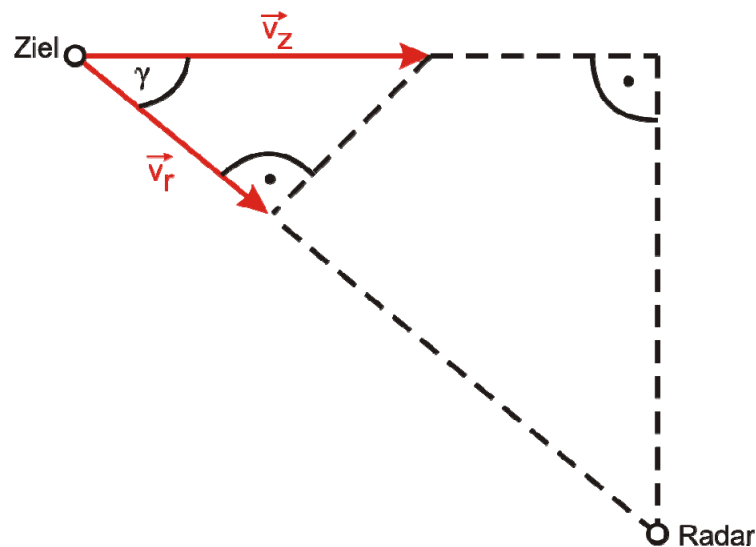


Abb. 2-2: Radar/Ziel-Geometrie bei geradliniger Zielbewegung

2.3. Frequenzmoduliertes Dauerstrichradar (FMCW)

Das Dauerstrichverfahren alleine ist für eine Entfernungsmessung nicht geeignet. Daher ist eine zusätzliche Frequenzmodulation des gesendeten Signals notwendig. Die Entfernung Radar-Ziel wird bei einem FMCW-Radar (FM: Frequenz-

Modulation) mit Hilfe der Signallaufzeit durch Messung der Differenz zwischen Sende- und Empfangsfrequenz gewonnen^{iv,iii}.

Als Modulationssignal eignen sich Signale mit linearem Frequenzverlauf, wie z. B. dreieck- oder sägezahnförmige Verläufe. Entsprechend dem hier vorgestellten Systemdesign wird die Sägezahnmodulation näher betrachtet. Dabei ändert sich die Sendefrequenz f_s linear mit der Zeit entsprechend Abb. 2-3.

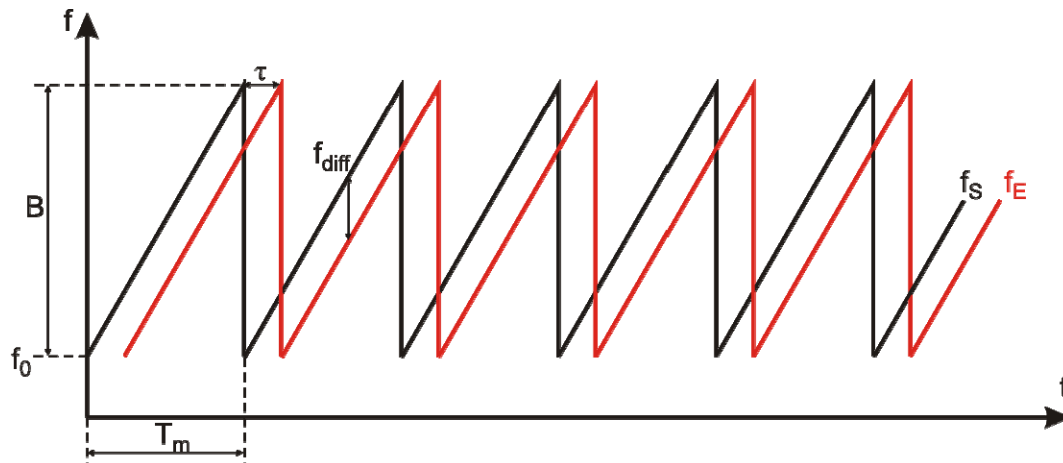


Abb. 2-3: Zeitlicher Verlauf der Sende- und Empfangsfrequenzen (schwarz – rot)

Das Signal wird beschrieben durch die Parameter:

Modulationsperiode $T_m = 1 / f_m$ (f_m = Modulationsfrequenz),

Trägerfrequenz f_0 und

Frequenzhub (Bandbreite) B .

Für die Sendefrequenz gilt^v:

$$f_s(t) = f_0 + \frac{B(t - nT_m)}{T_m} \quad \text{mit } n = 0, 1, 2, \dots \quad (2.9)$$

Bei ruhendem Ziel ergibt sich nach Gl. (2.9) für die Empfangsfrequenz:

$$f_E(t) = f_s(t - \tau) = f_0 + \frac{B(t - nT_m - \tau)}{T_m} \quad (2.10)$$

Die Laufzeit eines Signals für den Weg $2 \cdot R_z$ vom Sender über das stationäre Ziel zurück zum Empfänger beträgt $\tau = 2 \cdot R_z / c_0$, wie in Abschnitt 2.3 gezeigt. Nach Mischung von Sende- und Empfangssignal wird unter anderem das gewünschte Differenzsignal mit der Frequenz^v

$$f_{diff} = f_s - f_E = B \frac{\tau}{T_m} = B \frac{2R_z}{c_0 T_m} \quad (2.11)$$

gewonnen.

Damit ergibt sich zwischen der Zielentfernung R_z und der Differenzfrequenz f_{diff} folgender Zusammenhang:

$$R_z = \frac{T_m c_0}{2B} f_{diff} \quad (2.12)$$

Für eine hohe Messgenauigkeit in der Entfernung sollte der Quotient aus Modulationsperiode T_m und Bandbreite B möglichst klein gewählt werden. Damit ergibt sich eine höhere Differenzfrequenz f_{diff} , welche sich genauer bestimmen lässt. Allerdings nimmt mit steigender Modulationsfrequenz die Energie des reflektierten Signals ab, siehe Gl. (5.6) und weiterhin (bei fester Abtastfrequenz) die Anzahl der Messwerte. Im Gegensatz dazu wird für die Bandbreite ein möglichst großer Wert gefordert, um eine hohe räumliche Auflösung in Entfernungsrichtung zu erhalten. Daher können diese Werte nicht beliebig gewählt werden.^{iv}

2.4. Synthetische Apertur

Ein SAR (engl. Synthetic Aperture Radar) ist ein abbildendes Radar. Durch eine lineare Vorwärtsbewegung der Plattform (Flugzeug, Satellit, ...) und eine kohärente Verarbeitung² des empfangenen Signals wird eine reale Apertur „synthetisch“ vergrößert. Da sich die Länge der synthetischen Apertur proportional zur Entfernung vergrößert und damit auch – bei gleicher Antenne – der beleuchtete Bereich am Boden, kann folglich eine entfernungsunabhängige Azimutauflösung erzielt werden. Die Dimension „Flugrichtung“, in der die Auflösung durch die synthetische Apertur verbessert wird, wird mit Azimut (engl. azimuth) bezeichnet. Für die Bezeichnung der anderen Dimension wird der Begriff Entfernung (engl. range) verwendet, in der die klassischen Regeln für die Radarauflösung gelten^{vi}.

Die Halbwertsbreite einer realen Antenne Θ_a (auch Winkelauflösung oder 3-dB-Breite genannt), mit der Länge d , bei einer Wellenlänge λ ergibt sich zu

² Entfernen der Phasenverschiebung zwischen den einzelnen realen Aperturen. Annahme frequenz- und phasengleicher Signale innerhalb der synthetischen Apertur

$$\Theta_a \approx \frac{\lambda}{d} \quad (2.13)$$

Die Halbwertsbreite und damit die Azimutauflösung die mit dieser Antenne erreicht werden kann, kann nur durch eine Vergrößerung der Antennenlänge im Verhältnis zur Wellenlänge verbessert werden. Diesem Vorgehen sind physikalische Grenzen gesetzt, da die Antenne mechanisch stabil und mobil sein muss. Durch Bildung einer synthetischen Apertur lässt sich die Winkelauflösung jedoch deutlich verbessern bei gleichzeitiger Verendung möglichst kleiner realer Aperturen. Die mögliche Winkelauflösung Θ_{sa} der synthetischen Apertur entspricht, bis auf einen Faktor 2, der einer realen Apertur^{ii,vi}

$$\Theta_{sa} \approx \frac{\lambda}{2 \cdot L_{sa}} \quad (2.14)$$

L_{sa} ist die Länge der synthetischen Apertur (siehe Abb. 2-4). Die synthetische Apertur kann erst nach der Aufnahmezeit gebildet werden, nachdem der Zielbereich nicht mehr durch die reale Antenne beleuchtet wird. Dann sind alle möglichen Signalanteile aufgezeichnet worden und aus dem entsprechend zurückgelegten Weg kann die synthetischen Apertur prozessiert werden.

Der Faktor 2 in Gl. (2.14) resultiert aus der Bewegung der Antenne. Im Fall einer realen Antenne entsteht die Phasenverschiebung des Empfangssignals lediglich auf dem Signlrückweg (vom Ziel zum Radar). Bei der synthetischen Apertur ergibt sich aufgrund der bewegten Antenne eine weitere Phasenverschiebung, welche gerade doppelt so groß ist, wie die der realen Antenne.

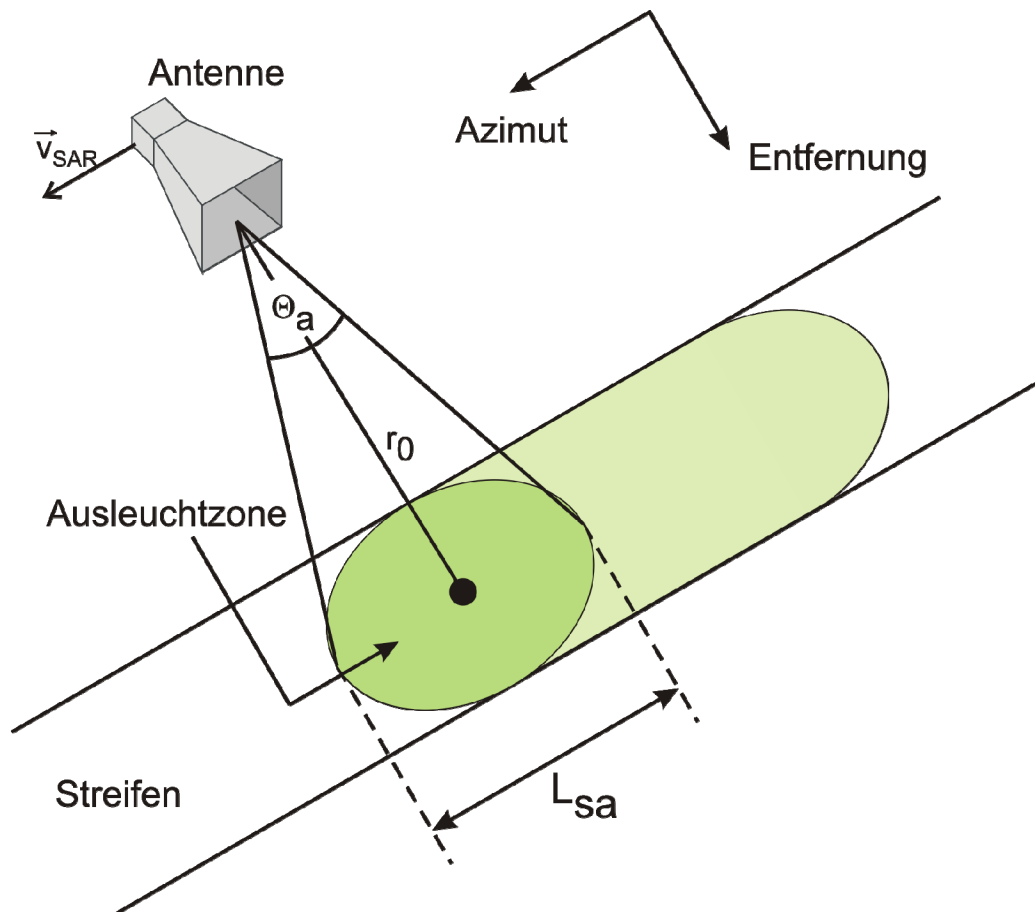


Abb. 2-4: Darstellung des SAR-Verfahrens

Beim inversen SAR-Modus (ISAR) wird ein feststehendes Radargerät verwendet, welches ein bewegtes Ziel beobachtet.^{iv}

2.5. Auflösung

Die geometrische Auflösung gibt den minimalen Abstand zweier benachbarter Ziele an, die in Entfernung und Winkel getrennt bzw. nach der Prozessierung voneinander unterschieden werden können. Dabei ist die Auflösung in Entfernung ausschließlich von der Bandbreite der gesendeten Impulse und die Auflösung in Azimut (Querauflösung) allein von den Abmessungen der Antenne, real oder synthetisch, abhängig.ⁱⁱ

2.5.1. Entfernungsauflösung

Gemäß dem Buch von I. V. Komarov³ lässt sich die Abhängigkeit der Zielentfernung von den spektralen Komponenten k des heruntergemischten Signals wie folgt darstellen³:

$$u_{diff} = A \frac{\sin(\pi(B\tau - k))}{\pi(B\tau - k)} = A \frac{\sin\left(\pi\left(B\frac{2R}{c_0} - k\right)\right)}{\pi\left(B\frac{2R}{c_0} - k\right)} \quad (2.15)$$

Veranschaulicht wird diese Gleichung in Abb. 2-5. Das Spektrum eines Punktziels in einer Entfernung von z. B. $R = 3,5 c_0 / (2B)$ wird gewonnen, indem die Fläche senkrecht zur Abszisse am Punkt $R = 3,5 a$ betrachtet wird.

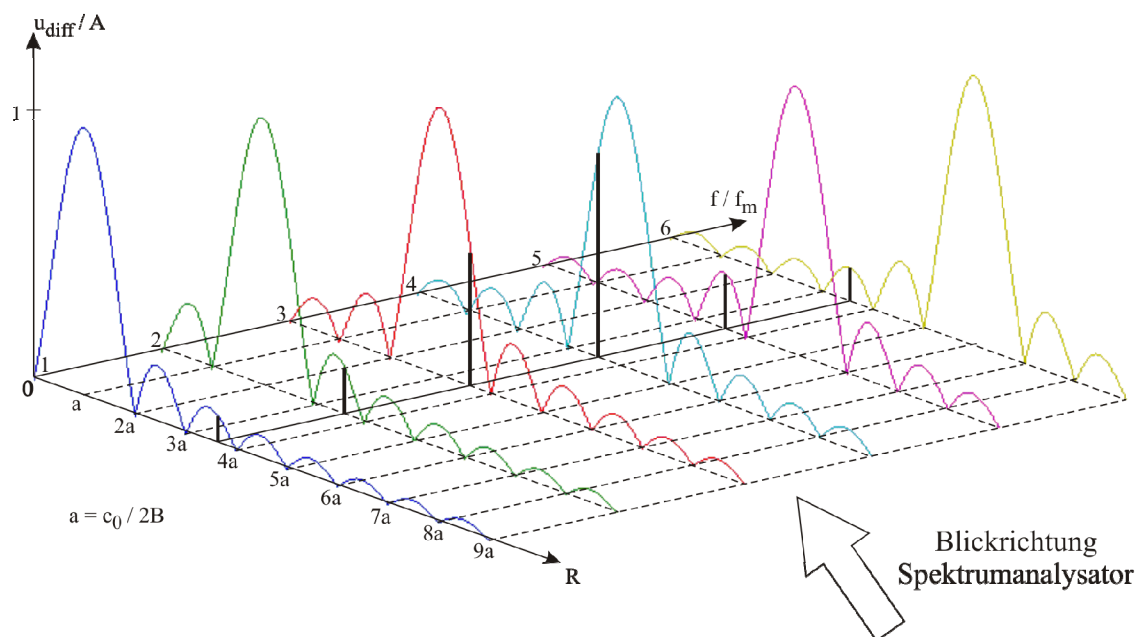


Abb. 2-5: Abhängigkeit der Spektralanteile von der Zielentfernung

Angenommen zwei Punktziele befinden sich in der Hauptstrahlrichtung der Antenne (auch Hauptkeule genannt). Ihre reflektierten Signale sind identisch, die Signallaufzeiten sind τ_1 und τ_2 und die spektralen Komponenten $B\tau_1 = k$ und $B\tau_2 = n$

³ Die Abhängigkeit wird in Gl. (2.15) lediglich approximiert. In der exakten Gleichung kommen weitere Spektralkomponenten mit vernachlässigbarer Amplitude, sowie Anteile, welche die Signallaufzeit einbeziehen, hinzu.

werden gleichmäßig quantisiert, wobei k und n ganze Zahlen sind. In diesem Fall bestehen die Spektren aus einzelnen Linien mit den Komponenten kf_m und nf_m , welche ein Spektrumanalysator den zwei Zielen eindeutig zuordnen kann.

Der minimal auflösbare, radiale Abstand (range) zwischen den Zielen entspricht $k \pm 1 = n$ (siehe Abb. 2-6(a)). Daraufhin ergibt sich gemäß Gl. (2.12) ein Abstand von

$$\delta_{r,\min} = \frac{c_0}{2B} \quad (2.16)$$

Diese Auflösung ist nur unter bestimmten Voraussetzungen in der Theorie erreichbar. In der Realität wird ein mindestens 2 - 3-fach schlechteres Auflösungsvermögen erreicht. Daraus folgt eine maximal realisierbare Auflösung von

$$\delta_r = 2\delta_{r,\min} \dots 3\delta_{r,\min} = \frac{c_0}{B} \dots 1,5 \frac{c_0}{B} \quad (2.17)$$

In Abb. 2-6(b) wird das Spektrum zweier Ziele mit einem Abstand von $2\delta_{r,\min}$ dargestellt, welche bei $B\tau_1 = k \pm 0,5$ und $B\tau_2 = n \pm 0,5$ positioniert sind. Dass diese Konstellation ungünstig ist, lässt sich leicht erkennen, da sich nach einer Spektralanalyse vier nebeneinander liegende Spektrallinien mit gleicher Amplitude ergeben. Der optimale Abstand mit mindestens $3\delta_{r,\min}$, bei dem zwei Ziele in jedem Fall selektiert werden können, ist in Abb. 2-6(c) zu sehen. Zwischen den Spektrallinien mit den größten Amplituden befindet sich mindestens eine mit geringerer Amplitude, woraufhin sie in jedem Fall eindeutig unterscheidbar sind.

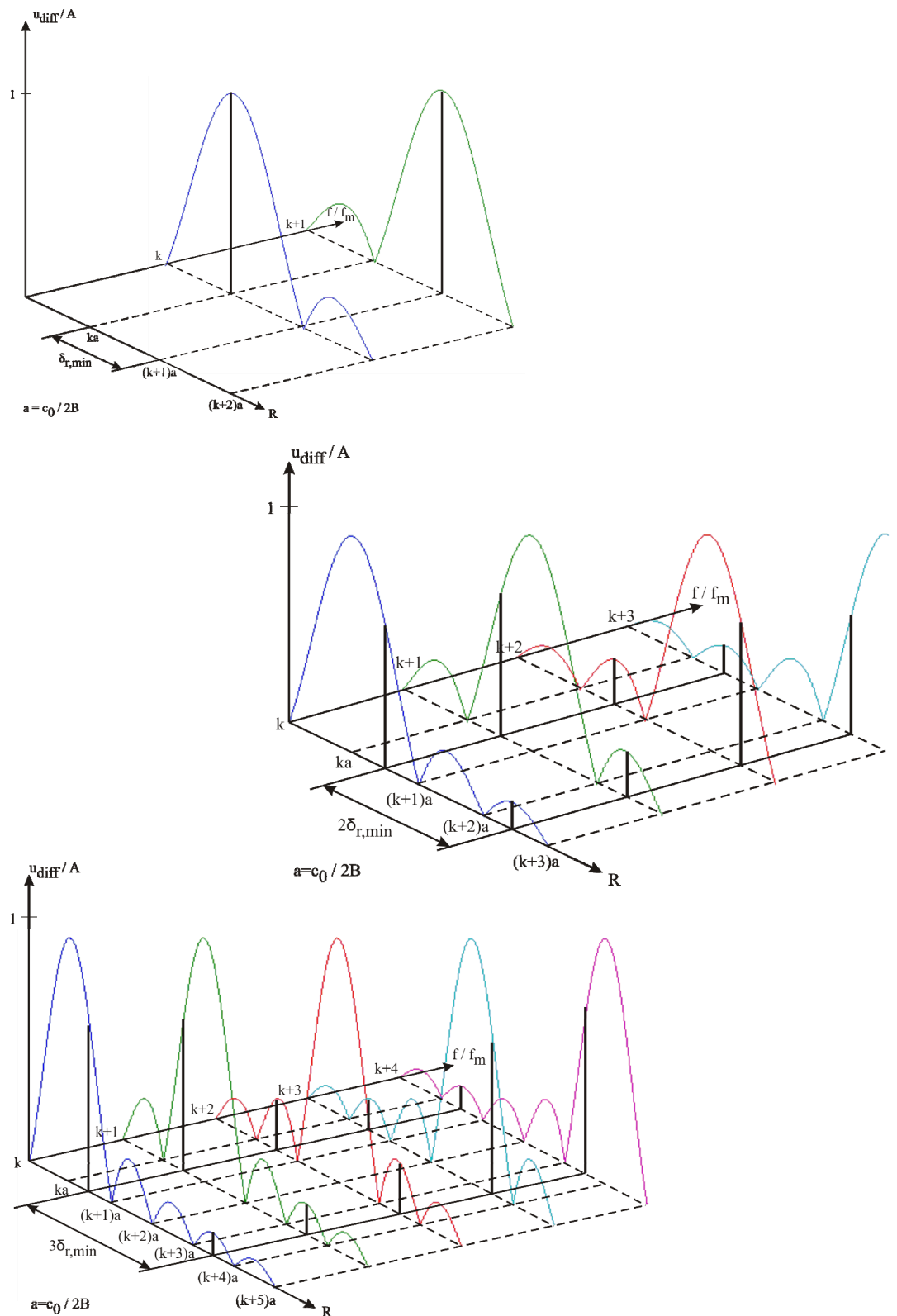


Abb. 2-6: Veranschaulichung der Entfernungsauflösung bei verschiedenen Zielabständen

Die Entfernungsauflösung δ_r ist demnach direkt von der Bandbreite B des Sendesignals abhängig, d.h. je größer die Bandbreite des Sendesignals ist, desto besser ist die Auflösung in Entfernungsrichtung.

2.5.2. Querauflösung

Beim Radar mit synthetischer Apertur wird das gesendete Signal aufgrund der Bewegung zusätzlich moduliert. Das Modulationssignal entspricht der Frequenzverschiebung (auch Dopplerfrequenzverschiebung genannt) aufgrund des Dopplereffektes bei bewegten Objekten, ähnlich der akustischen Tonlagenänderung beim Vorbeifahren eines Krankenwagens. Die Dopplerfrequenz sinkt ab und bleibt solange positiv, bis die Hauptstrahlrichtung der Antenne orthogonal zum Ziel zeigt. Dort ist sie Null und anschließend nimmt sie mit negativem Vorzeichen wieder zu (siehe Abb. 2-7).^{vii}

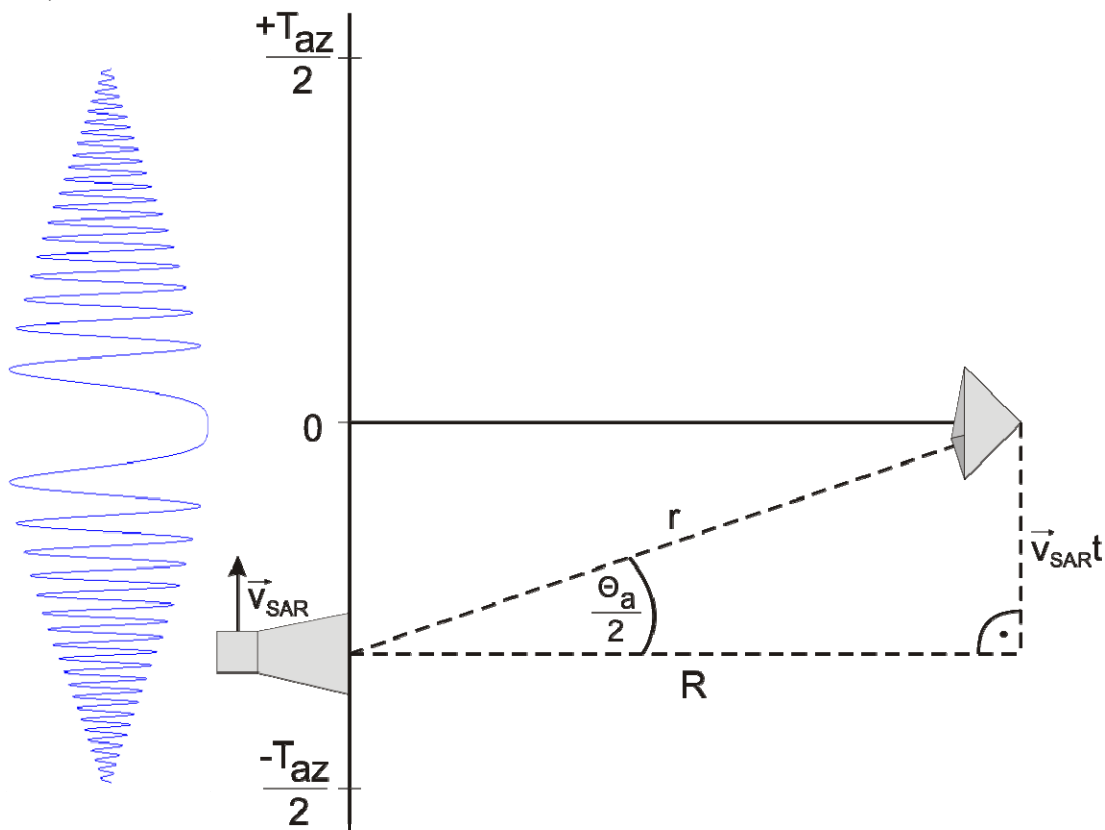


Abb. 2-7: Schematische Darstellung der Dopplerfrequenzverschiebung (Phasenhistorie) eines Punktziels

Die Phasenänderung φ_{az} im empfangenen Signal steht im Zusammenhang mit der Änderung des Abstandes zwischen Radar und Ziel δ :

$$\varphi_{az} = \frac{2\omega \delta}{c} = \frac{4\pi \delta}{\lambda} \quad (2.18)$$

Abb. 2-7 zeigt die Beziehung zwischen dem aktuellen Abstand r und dem Minimalabstand R .

$$r = \sqrt{R^2 + (v_{SAR} t)^2} \quad (2.19)$$

Aufgrund der Annahme, dass $v_{SAR} t \ll R$ ist, besteht die Möglichkeit Gl. (2.19) mit der Taylorreihe

$$\sqrt{1+x} \approx 1 + \frac{x}{2} \quad \text{mit } x \ll 1 \quad (2.20)$$

zu approximieren. Damit ergibt sich:

$$r \approx R + \frac{(v_{SAR} \cdot t)^2}{2 \cdot R} \quad (2.21)$$

$$\delta \approx \frac{(v_{SAR} \cdot t)^2}{2 \cdot R} \quad (2.22)$$

Wird δ in Gl. (2.18) substituiert, ergibt sich für die zeitabhängige Phasenänderung

$$\varphi_{az}(t) = \frac{2\pi \cdot v_{SAR}^2 \cdot t^2}{\lambda \cdot R} \quad (2.23)$$

Nach Differentiation der Phase $\varphi_{az}(t)$ wird die Azimutfrequenz f_{az} gewonnen.

$$\frac{d\varphi_{az}(t)}{dt} = f_{az} = \frac{2 \cdot v_{SAR}^2 \cdot t}{\lambda \cdot R} \quad (2.24)$$

Daraus resultiert die Wiederholrate der linearen Frequenzmodulation:

$$\dot{f}_{az} = \frac{2 \cdot v_{SAR}^2}{\lambda \cdot R} \quad (2.25)$$

Die Azimutbandbreite B_{az} ergibt sich aus der Wiederholrate $\dot{f}_{az} = B_{az} / T_{az}$. Mit

$$\tan\left(\frac{\Theta_a}{2}\right) = \frac{v_{SAR} \cdot T_{az}}{2 \cdot R} \quad (2.26)$$

und der Approximation für kleine Winkel $\tan\left(\frac{\Theta_a}{2}\right) \approx \frac{\Theta_a}{2}$ lässt sich Gl. (2.26) folgendermaßen umformen:

$$T_{az} = \frac{\Theta_a \cdot R}{v_{SAR}} \quad (2.27)$$

Demnach ist die Azimutbandbreite

$$B_{az} = \dot{f}_{az} T_{az} \quad (2.28)$$

$$= \frac{2 \cdot v_{SAR}^2}{\lambda \cdot R} \frac{\Theta_a \cdot R}{v_{SAR}} \quad (2.29)$$

$$= \frac{2 v_{SAR} \Theta_a}{\lambda} \quad (2.30)$$

Abschließend ist nach Definition ^{vi} die SAR-Auflösung δ_{sa} der Quotient aus Geschwindigkeit und Azimutbandbreite.

$$\delta_{sa} = \frac{v_{SAR}}{B} \quad (2.31)$$

$$= \frac{\lambda}{2 \Theta_a} \quad (2.32)$$

$$= \frac{d}{2} \quad (2.33)$$

Die Auflösung ist beim SAR von der Entfernung zum Ziel und der Wellenlänge unabhängig und wird nur durch die Länge der Antenne beeinflusst. Je kürzer die Antennenlänge d ist, desto größer wird die Halbwertsbreite Θ_a (woraufhin auch die Länge L_{sa} der synthetischen Apertur größer wird) und desto besser wird die Querauflösung δ_{sa} . Die Modulationsfrequenz des Sendesignals muss jedoch das Nyquist-Kriterium erfüllen, woraufhin die Frequenz mindestens zweimal der Azimutbandbreite entsprechen muss.

$$f_m \geq \frac{4 \cdot v_{SAR} \cdot \Theta_a}{\lambda} \quad \text{oder} \quad f_m \geq \frac{4 \cdot v_{SAR}}{d} \quad (2.34)$$

2.6. Standardziele

Als Referenzziele werden oftmals Tripel-Spiegel mit dreieckigen Wänden (auch Cornerreflektoren genannt) verwendet. Sie bestehen aus drei gleichgroßen Metallplatten mit der Kantenlänge l , die alle senkrecht aufeinander stehen (siehe Abb. 2-8).

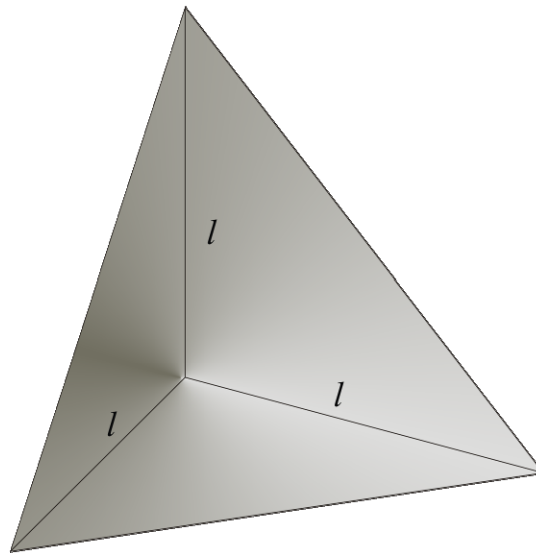


Abb. 2-8: Tripel-Spiegel mit dreieckigen Wänden, Kantenlänge l

Der maximale Radarrückstreuquerschnitt eines dreiflächigen Cornerreflektors kann mit folgender Formel berechnet werden ^{viii}:

$$\sigma_{\max} = \frac{4}{3} \pi \frac{l^4}{\lambda^2} \quad (2.35)$$

Der Radarrückstreuquerschnitt beschreibt das Reflexionsverhalten des Ziels und hat die Dimension einer Fläche. Dieser Wert entspricht der äquivalenten, optimal ausgerichteten Fläche, welche die gleiche Leistung reflektieren würde, wie der tatsächlichen Reflexion des Zieles entspricht.

2.7. Orthogonale Signale

Von einem Quadraturdemodulator wird ein ankommendes Signal in zwei getrennte Signale (I/Q-Signal) zerlegt. Aufgrund der Aufteilung in I- und Q-Kanal wird er auch I/Q-Demodulator genannt. Der Aufbau wird durch folgendes Blockschaltbild verdeutlicht ^{ix}:

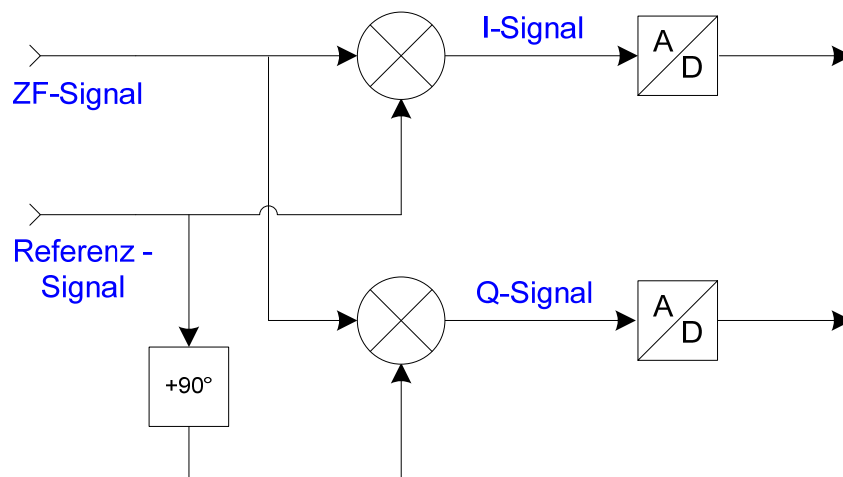


Abb. 2-9: Blockschaltbild eines I/Q-Demodulators

Der I-Kanal ist der Inphase-Kanal mit unveränderter Phase zum bereits auf die Zwischenfrequenz heruntergemischten ZF-Signal. Der Q-Kanal ist der Quadraturkanal. In ihm wird das Signal in Bezug auf den I-Kanal um $+90^\circ$ phasenverschoben. Die beiden Kanäle stehen folglich in Quadratur zueinander, d.h. sie sind orthogonal.

Die Signale an den Ausgängen der beiden Kanäle entsprechen dem Real- und Imaginärteil einer komplexen Funktion. Zur fehlerfreien Weiterverarbeitung des Signals wird im Quadraturdemodulator eine genaue Phasenverschiebung von $\varphi_{I,Q} = +90^\circ$ benötigt, welche auch später mit Hilfe von aufwändigen Messungen und Berechnungen herauskalibriert werden kann.

Bei einer einfachen Demodulation und Abtastung wird lediglich der Realteil eines komplexen Signals ermittelt. Nach der AD-Wandlung der I/Q-Signale wird zusätzlich die Phaseninformation aus dem Signal gewonnen. Diese ist zum Beispiel bei MTI-Sensoren (engl. MTI: Moving Target Indication, deutsch: Bewegtzielerkennung) Voraussetzung, um bewegte Objekte von unbewegten und zusätzlich deren Bewegungsrichtung feststellen zu können. Außerdem ist die Phaseninformation bei der späteren SAR-Prozessierung eine essentielle Größe.

Es kann vorkommen, dass der Momentanwert bei der einfachen Demodulation der Amplitude gleich Null ist, gleichzeitig aber die Phaseninformation ihr Maximum hat. Am Ausgang der Schaltung wird jedoch kein Signal messbar sein. Deshalb können mit Hilfe des Quadraturdemodulators Auslöschungseffekte im Empfangssignal vermieden werden, die im Realteil durch Stehwellen auftreten.^x

3. Systemdesign

Bevor erste Überlegungen zu dem eigentlichen Systemdesign stattfinden können, muss zuvor die Entscheidung getroffen werden, wie das vom Radar gesendete Signal aufbereitet wird. Ein Chirp (Sinus mit linear steigender Frequenz) hat sich in vielen Radargeräten bewährt. Zur Generierung eines Chirps kann beispielsweise ein abstimmbarer Oszillator (VCO = voltage controlled oscillator) mit einer Modulationsspannung gespeist werden. Zu Beginn dieses Kapitels wird die Auswahl eines Oszillators begründet und der geeignete Verlauf der Modulationsspannung untersucht. Eine Linearitätsmessung bestätigt die Auswahl des Oszillators. Es wird auch die Entwicklung eines Tiefpassfilters zur fehlerfreien Abtastung des Differenzsignals beschrieben. Im Anschluss daran befindet sich eine Beschreibung des gesamten Radars mit den wichtigsten Systemparametern. Die allgemeine Radargleichung und die Radargleichung für SAR geben zum Abschluss des Kapitels, auf diesen Parametern basierend, eine Prognose zur maximal detektierbaren Reichweite eines Ziels ab.

3.1. *Modulationsspannung*

Wie in Abschnitt 2.3 bereits dargestellt, kommen für ein FMCW-Radar unterschiedliche Modulationsarten in Betracht. Vorzugsweise werden lineare Frequenzverläufe (auch LFM CW-Radar, „Linear Frequency Modulated Continuous Wave-Radar“) eingesetzt. Dreieckförmige Verläufe bieten den Vorteil, dass für die fallende und die steigende Flanke je eine Gleichung verwendet werden. Durch Lösen dieser beiden Gleichungen ist es möglich, Entfernung und Bewegungsgeschwindigkeit von Zielen ohne größeren Aufwand quasi gleichzeitig zu ermitteln^{iv}. Da hier bewegte Ziele keine Rolle spielen (MTI), ist ein sägezahnförmiger Verlauf ausreichend (siehe Abb. 2-3). Der sägezahnförmiger Verlauf bietet einen weiteren Vorteil, typischerweise wird das zeitlich verzögerte Empfangssignal, zu Beginn einer neuen Modulationsperiode, mit der „falschen“ Referenzfrequenz gemischt. In diesem Bereich entsteht eine wesentlich höhere Frequenz, welche mit einem Tiefpass gut weggefiltert werden kann und im Signalverlauf gut erkannt werden kann (Abb. 3-1). Bei einer dreieckförmigen Modulation liegt diese Frequenz jedoch unterhalb der gewünschten Differenzfrequenz und eine Filterung ist deutlich schwieriger.

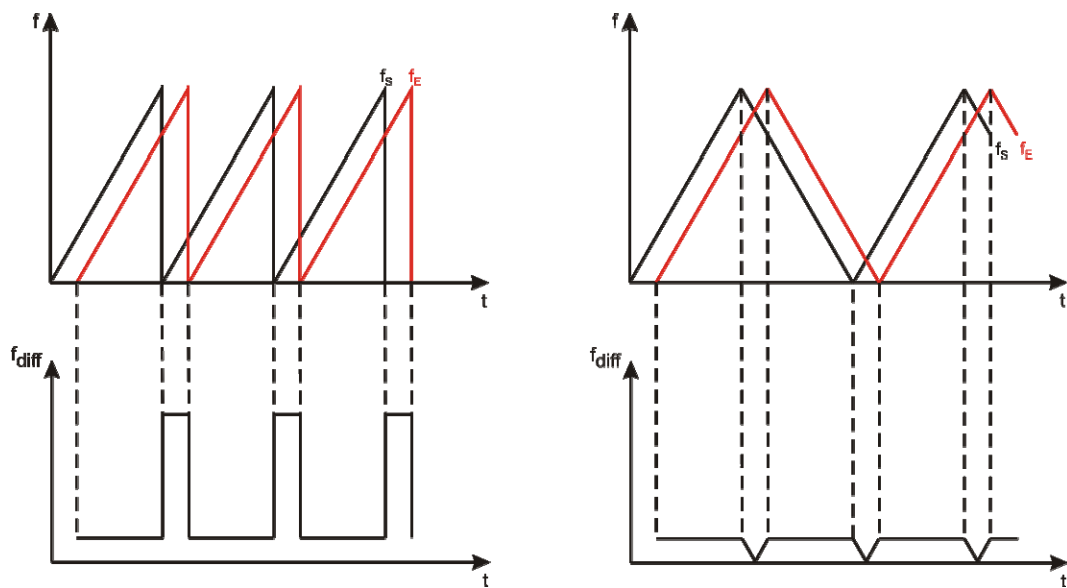


Abb. 3-1: Differenzfrequenzverlauf bei sägezahn- und dreieckförmiger Modulationsspannung

Zur Generierung des erwünschten Signalverlaufs kommen verschiedene Techniken in Frage. Mit einem an den PC angeschlossenen DA-Wandler können prinzipiell beliebige Funktionsverläufe generiert werden. Jedoch wird zur späteren Aufnahme der Messwerte eine hohe Abtastrate benötigt. Eine zusätzliche Karte wird für diese Abtastung benötigt. Diese steht nicht zur Verfügung. Eine Ausgabe über die Soundkarte ist denkbar, nur müsste das Signal mit Hilfe einer weiteren Schaltung verstärkt und mit einer seriell geschalteten Gleichspannungsquelle als „virtuelle Masse“ in den gewünschten Spannungsbereich verschoben werden. Normale Funktionsgeneratoren können oftmals nicht schlagartig auf einen beliebigen Spannungswert springen, weshalb sich eine flache fallende Flanke mit einer Abklingdauer von bis zu 30% der ansteigenden Flanke ergibt. Deshalb wird im beschriebenen Aufbau ein Arbiträrgenerator der Firma Agilent verwendet. Der gemessene sägezahnförmige Verlauf ist in Abb. 3-2 zu sehen.

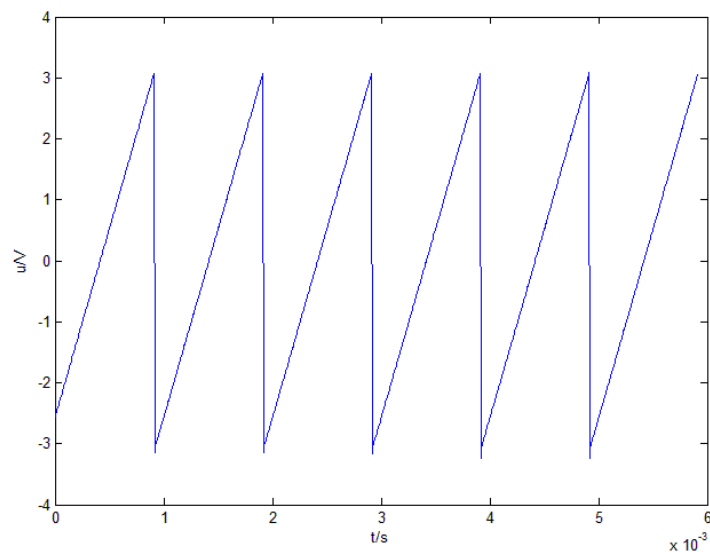


Abb. 3-2: Verlauf der gemessenen Modulationsspannung

Wie in Abb. 3-2 ersichtlich, ist die fallende Flanke nahezu unendlich steil, was im Signalgenerator mit Hilfe von Direkter Digitaler Synthese (DDS) realisiert wird. Es handelt sich dabei um ein Verfahren, bei dem die zuvor berechneten Funktionswerte aus einem Speicher ausgelesen und anschließend mit einem sogenannten Phasenakkumulator durch Addition eines zur Ausgangsfrequenz proportionalen Wertes zu einem DA-Wandler übertragen werden.

3.2. Oszillator

Die Modulationsspannung dient zum abstimmen der Frequenz eines frequenzregelbaren Oszillators. Diese Signalquelle muss bestimmte Kriterien erfüllen, damit sie für ein FMCW-Radar integriert werden kann ^{xi}:

- Mittenfrequenz: Die Frequenz, bei der die Quelle ohne angelegte Modulationsspannung oszilliert, muss in einem dem Systemdesign entsprechenden Bereich liegen.
- Bandbreite: Die Differenz zwischen oberer und unterer Grenzfrequenz muss für eine hohe Entfernungsauflösung ausreichend sein.
- Abstimmempfindlichkeit: Eine lineare Änderung der Modulationsspannung sollte eine möglichst lineare Änderung der Frequenz hervorrufen (direkte Proportionalität).
- Frequenzdrift über Temperatur: Bei geringen Temperaturschwankungen muss die Frequenz konstant bleiben.
- Ausgangsleistung: Die Leistung muss gerade noch so hoch sein, damit sie entweder für die Anwendung ausreichend ist, oder sich mit einem adäquaten Signal-Rausch-Verhältnis verstärken lässt.
- Oberwellenunterdrückung: Im Oszillator entstehen neben der Grundfrequenz f_0 Anteile mit $\pm n \cdot f_0$ ($n = 0, 1, 2, \dots$). Diese müssen ausreichend gedämpft sein.
- Phasenrauschen: Die Phasenlage des Signals darf über die Zeit nur geringfügig drifteten, was ein sehr wichtiges Kriterium in SAR-Anwendungen ist.

Um die oben aufgeführten Kriterien zu erfüllen, kommen folgende Quellen in die nähere Auswahl, der YIG-Oszillator, ein Gunnplexer, ein VCO und ein Arbiträr-Signalgenerator. Das Ausgangssignal kann durch mischen mit einer weiteren Referenzquelle in der Frequenz verschoben werden, sodass die Mittenfrequenz kein ausschlaggebendes Kriterium mehr darstellt.

In einem YIG-Oszillator (Yttrium-Iron Garnet) befindet sich ein Resonator aus Yttrium Eisen Granat, der durch ein externes Magnetfeld in der Frequenz durchgestimmt werden kann. Diese Oszillatoren haben eine sehr hohe Güte und einen extrem breiten Frequenzbereich, leider sind sie nur schwer zu erhalten, relativ teuer in der Anschaffung.^{xii}

In einem Gunnplexer befindet sich eine Gunndiode. Diese besitzt einen negativen Widerstand, welcher zur Erfüllung der Schwingbedingung erforderlich ist. Mit einer Varaktor-Diode, die ihre Kapazität durch Veränderung der angelegten Spannung ändert, kann die Frequenz des Gunnplexers verstimmt werden. Die beiden Dioden befinden sich dabei in einem Hohlraumresonator. Ein Zirkulator zur Trennung von Sende- und Empfangszweig sowie eine Mischerdiode zur Bildung der Differenzfrequenz der beiden Signale befinden sich ebenfalls in dem Modul (Abb. 3-3).^{xiii}

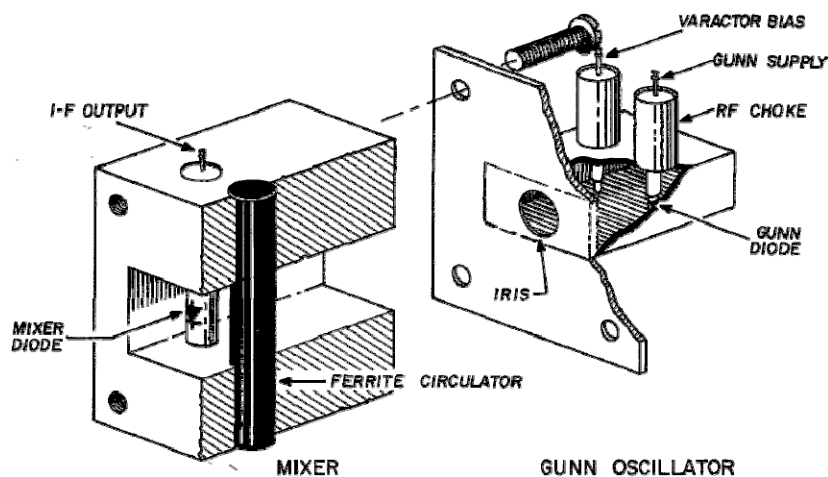


Abb. 3-3: Explosionszeichnung eines Gunnplexers^{xiii}

Da ein Gunnplexer ein vollständiges Radar darstellt und die verbauten Elemente mit nichtidealen Eigenschaften nicht ersetzt werden können, ist er nicht geeignet. Außerdem bietet er keine Möglichkeit zur Erweiterung. Ein vergleichendes Messergebnis mit dem hier aufgebauten Sensor ist in Kapitel 5.5 zu finden.

Funktionsgeneratoren, welche beliebige Signalformen erzeugen können, werden auch Arbiträrgenerator, oder kurz AWG genannt (engl. Arbitrary Waveform Generator). Mit einem AWG können linear frequenzmodulierte Signale erzeugt werden und mit einer Referenzquelle (z. B. ein Vektorsignalgenerator) auf eine neue Frequenz umgesetzt werden. Ursprünglich sollte ein solches Gerät für diese Diplomarbeit zur Verfügung stehen, leider war die notwendige Hardware zum Zeitpunkt der Diplomarbeit noch nicht einsatzbereit. Des Weiteren widerspricht dieses Konzept von Vorne

herein einem kompakten Sensordesign, welches einen Transfer auf diverse kleine Plattformen ausschließen würde.

Ein VCO (engl. Voltage Controlled Oscillator, deutsch spannungsgesteuerter Oszillator) besteht aus einer LC-Schaltung mit Kapazitätsdiode, welche durch anlegen einer veränderbaren Spannung ihre Resonanzfrequenz ändert. Sie werden aufgrund ihrer geringen Kosten und großen Bandbreite sehr häufig eingesetzt.^{xi}

Die Auswahl fiel schließlich auf den VCO ZX95-3000W+ von Mini-Circuits mit einer Mittenfrequenz von 2,5 GHz und einer Bandbreite von 1 GHz. Das Phasenrauschen liegt bei ihm je nach Frequenz bei -71 bis -138 dBc/Hz und ist damit ausreichend gering.

3.2.1. Linearität des spannungsgesteuerten Oszillators

Im Idealfall sollte die Abstimmempfindlichkeit einen linearen Verlauf aufzeigen. Dies ist in der Realität jedoch nicht möglich. Daher wurde der im Radar eingesetzte VCO zuvor auf dieses Kriterium geprüft.

Die Messung ergab eine nahezu konstante Leistung über einen Frequenzbereich von 2 GHz bis 3 GHz (siehe Abb. 3-4). Außerdem ergibt eine Änderung der Versorgungsspannung eine sehr lineare Frequenzänderung über die gesamte zur Verfügung stehende Bandbreite (Abb. 2-1). Bei genauerer Betrachtung findet sich jedoch eine leichte Krümmung. Laut Gl. (2.12) besteht eine direkte Proportionalität zwischen dem Quotienten aus gemessener Differenzfrequenz f_{diff} und der Bandbreite B sowie der Zielentfernung R . Das bedeutet, dass eine Nichtlinearität des Frequenzverlaufs direkt zu einer Ungenauigkeit in der Bestimmung des Abstandes zwischen Radar und Ziel führt. Je weiter das Ziel entfernt ist, desto größer wird der Fehler. Abb. 3-6 zeigt eine auf Quelle ^{xiv} basierende Veranschaulichung dieser Problematik. Die blau eingefärbte Differenzfrequenz, welche von einem weit entfernten Ziel herrührt, zeigt deutlichere Abweichungen von einem konstanten Verlauf als die rote. Es existieren verschiedene Lösungsansätze zur Behebung dieser Abweichung.

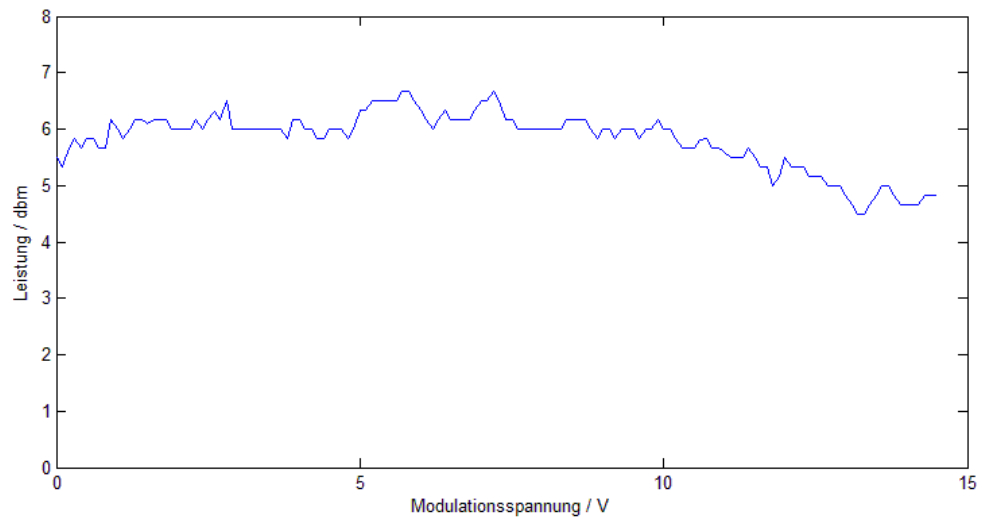


Abb. 3-4: Ausgangsleistung des VCO ZX95-3000W+

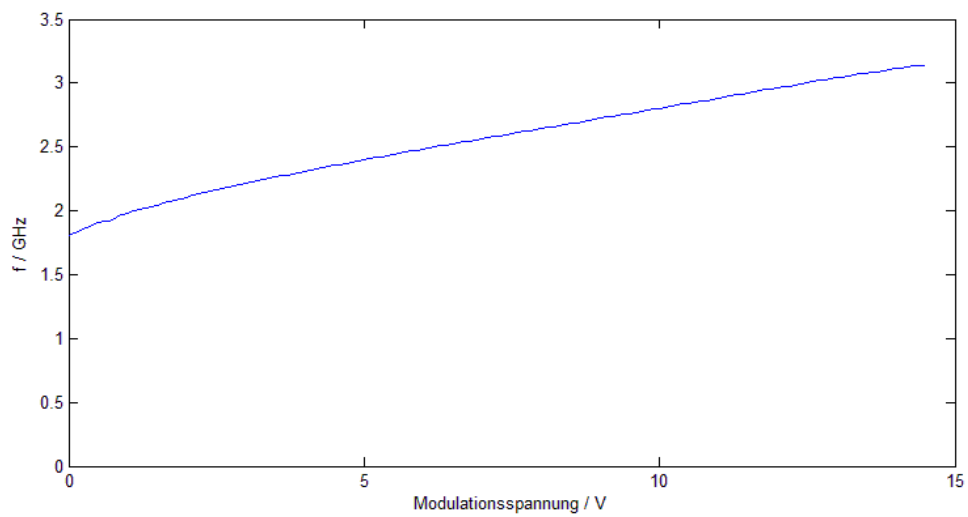


Abb. 3-5: Abstimmempfindlichkeit des VCO ZX95-3000W+

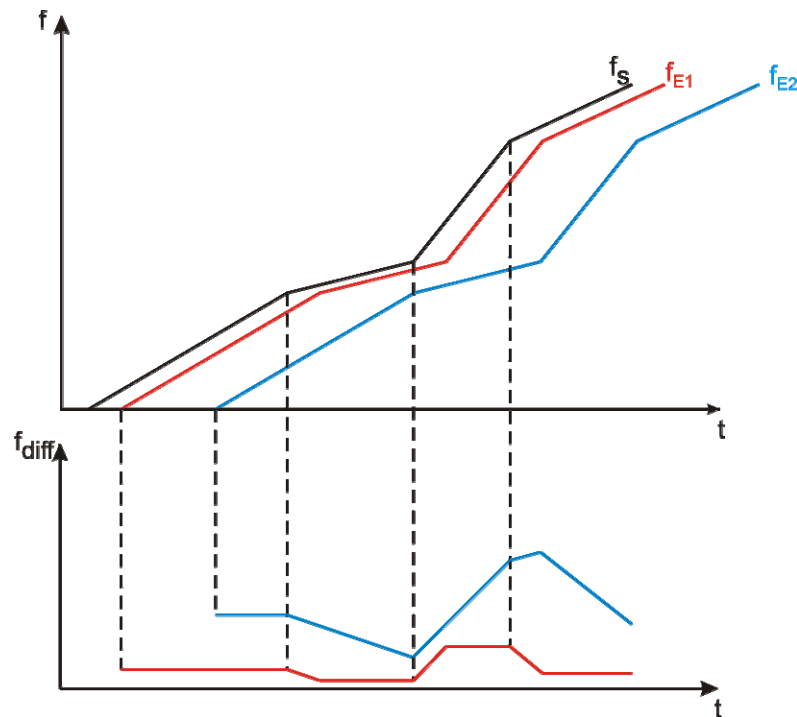


Abb. 3-6: Entfernungsabhängiger Fehler aufgrund der Abstimmempfindlichkeit (Nichtlinearität)

Zur Kalibrierung des Fehlers kann ein Ziel in verschiedenen, genau bekannten Entfernungen positioniert und der Abstand mit dem Radar bestimmt werden. Die Differenz wird vom Messergebnis subtrahiert oder addiert. Dies ist jedoch sehr aufwendig, da sehr viele Messergebnisse aufgenommen werden müssen. Eine weitere Möglichkeit besteht darin, die in Abb. 3-6 visualisierte Abstimmempfindlichkeit mit einer nichtlinearen Modulationsspannung so anzusteuern, dass das Sendesignal einen linear modulierten Verlauf aufweist. Der Verlauf ändert sich jedoch in der Realität, da sich der Oszillator in Betrieb anders verhält als unter Messbedingungen.

Mit einem signalangepassten Filter (engl. „Matched Filter“) ist es möglich, den Fehler ohne großen Aufwand herauszurechnen.^{xiv} Dazu müssen zunächst die Antennenanschlüsse mit einer kurzen Leitung kurzgeschlossen und der gemessene Differenzfrequenzverlauf als Referenzfunktion $y_{ref}(t)$ abgespeichert werden. Da die Signallaufzeit bei einem Kurzschluss sehr gering ist, wird daher der nichtlineare Sendefrequenzverlauf annähernd nachgebildet. Zur Filterung von Entfernungsmessungen muss das aufgezeichnete Signal $y(t)$ mit der konjugiert komplexen und an der Ordinate gespiegelten Referenzfunktion $y_{ref}(t)$ gefaltet werden.

$$y_{fil}(t) = y(t) * y_{ref}^*(-t) \quad (3.1)$$

Nach dieser Rechenoperation ist das nichtlineare Abstimmverhalten des Oszillators im Ergebnis nicht mehr zu sehen, woraufhin unter idealen Bedingungen im Spektrum des Differenzsignals $y_{fil}(t)$ anstatt eines breiten Spektrums eine einzelne Spektrallinie verbleibt.

3.3. Design Tiefpassfilter

Das Differenzsignal vom Radar wird mit einem AD-Wandler abgetastet, dies entspricht der Multiplikation mit einer Folge von Dirac-Impulsen. Hierbei überlagern sich breitbandige Spektren und das Signal-Rausch-Verhältnis (S/N) verschlechtert sich erheblich. Diese Überlagerung wird auch als Aliasing-Effekt bezeichnet (siehe Abb. 3-7).

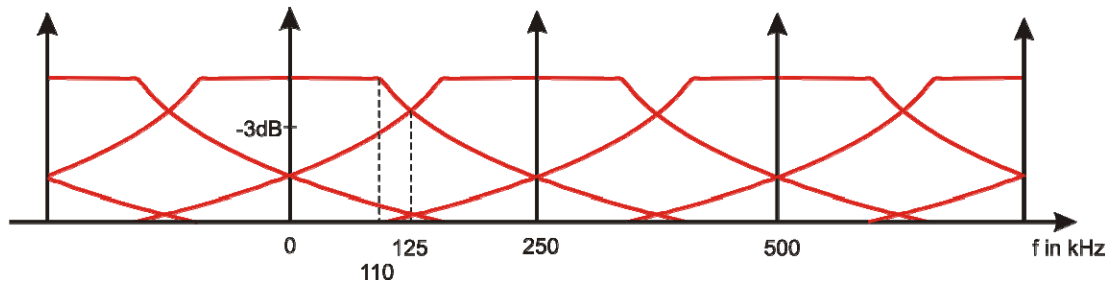


Abb. 3-7: Aliasing bei Abtastung mit $f_a = 250$ kS/s eines Tiefpassgefilterten Signals

Zur Vermeidung dieses Effekts muss die Abtastfrequenz f_a nach dem bekannten Nyquist-Kriterium mindestens zweimal größer als die obere Grenzfrequenz f_g des abzutastenden Signals sein.^{xv} Die zur Verfügung stehende, rechnergestützte Datenerfassungskarte kann mit einer maximalen Frequenz von $f_a = 500$ kS/s abtasten, welche auf alle Kanäle aufgeteilt wird. Daher ergibt sich für den I- und Q-Kanal jeweils eine Abtastrate von $f_a = 250$ kS/s. Das aufgenommene Signal darf demnach eine maximale Frequenz von $f_{diff,max} = 125$ kHz nicht überschreiten. Da das Nutzsignal deutlich geringere Frequenzen aufweist kann diese Forderung leicht genügt werden.

Für den Tiefpassfilter wird eine Grenzfrequenz von 100 kHz angesetzt. Weiterhin, zur Beibehaltung einer ausreichend guten Signalqualität, sollte der Betragsfrequenzgang eine möglichst konstante Amplitude aufweisen und bei der Grenzfrequenz schnell abknicken. Deshalb fiel die Auswahl auf einen Butterworth-Filter sechster

Ordnung⁴ (Abb. 3-8 und Abb. 3-9).^{xvi} Die Auswahl von verfügbaren Bauteilen, Kapazitäten und Induktivitäten, ergab schließlich eine Grenzfrequenz von 130 kHz.

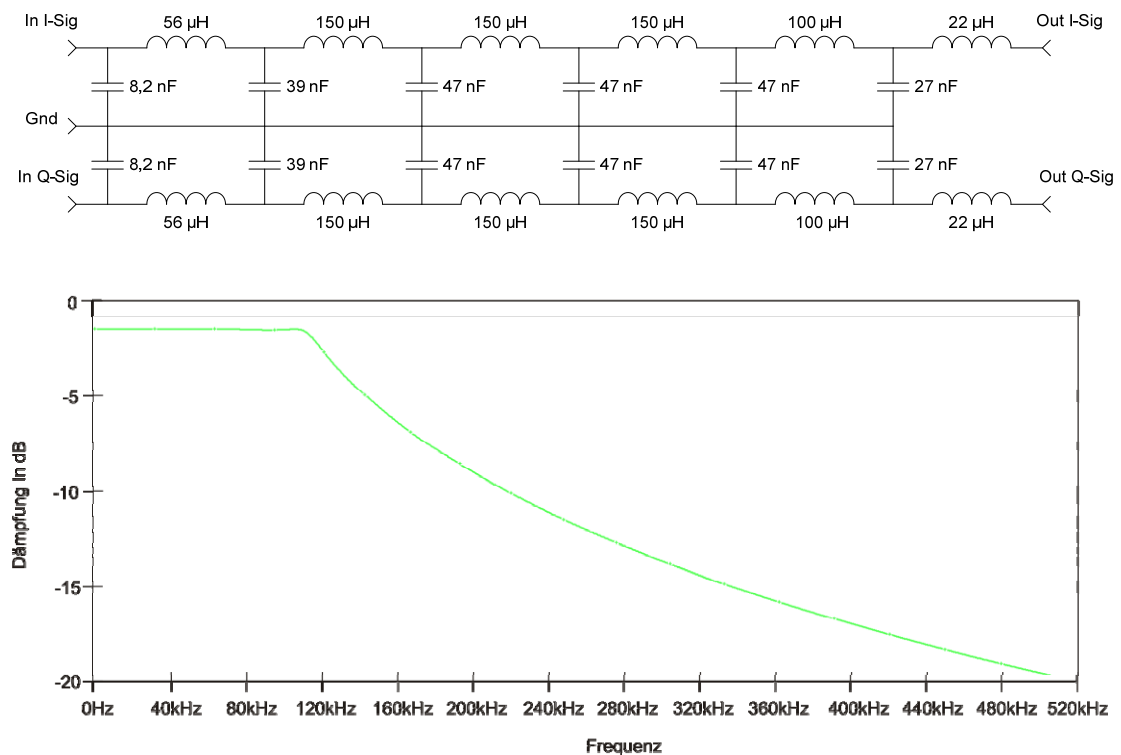


Abb. 3-8: Schaltplan zum Butterworth-Filter mit zugehörigem simuliertem Betragsfrequenzgang

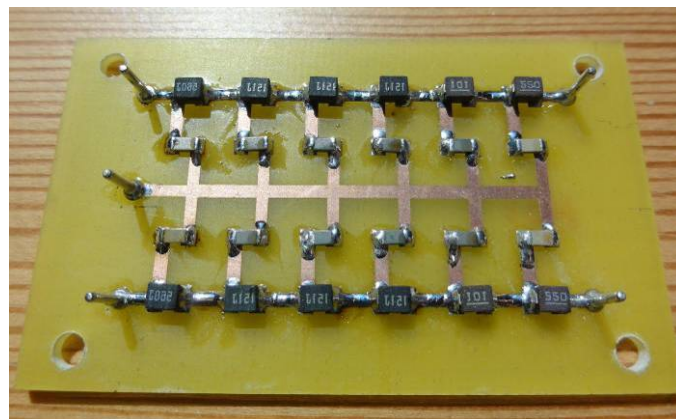


Abb. 3-9: Butterworth-Tiefpass für I- und Q-Signal

⁴ Die Frequenzabhängigkeit der Gruppenlaufzeit ist für die Anwendung ausreichend gering.

3.4. Konzept des FMCW-Radarssensors

Ein spannungsgesteuerter Oszillator wird mit einer sägezahnförmigen Spannung so gespeist, dass sich seine Frequenz im Bereich von 2,4 GHz bis 2,9 GHz linear ändert (siehe Abb. 3-10).

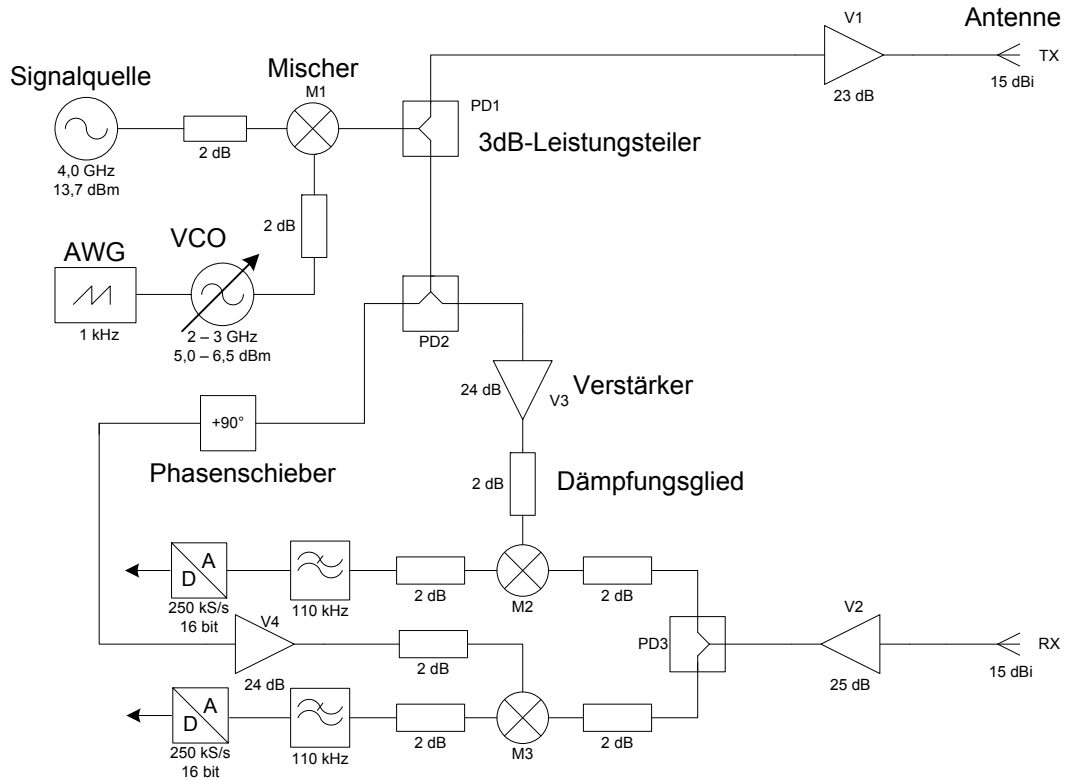


Abb. 3-10: Blockschaltbild des Radars

Das relativ niederfrequente, breitbandige Signal wird anschließend mit einem Mischer und einer Signalquelle mit einer konstanten Frequenz von 4,0 GHz auf das Frequenzband 6,4–6,9 GHz gemischt. Die Dämpfungsglieder vor allen verwendeten Mixern dämpfen reflektierte Wellen, welche am Mischer vielfach hochgemischt werden und folglich das Nutzsignal stark stören würden (Eingangsreflexionsfaktor s_{11}). Der 3-dB-Leistungsteiler PD1 trennt das ankommende Signal in zwei Pfade auf. Das eine Signal wird nach dem Verstärker V1 über eine Hornantenne mit einem Gewinn von $G_S = 15$ dBi und der Halbwertsbreiten in Elevation und Azimut von $\Theta_E = 31,3^\circ$ und $\Theta_H = 30,8^\circ$ abgestrahlt. Das zweite Signal wird für die I/Q-Demodulation zu einem weiteren Leistungsteiler PD2 geführt.

Das an der Empfangsantenne (gleicher Typ wie die Sendeantenne) ankommende Signal wird durch einen rauscharmen Verstärker V2 mit einer Rauschzahl von

$NF = 2,5 \text{ dB}$ geführt und nach dem Leistungsteiler PD3 den beiden Zweigen zum heruntermischen zur Verfügung gestellt.

Für die I/Q-Demodulation muss die Phase des Referenzsignals um 90° verschoben werden. Dies wurde mit Hilfe einer um Δl längeren Leitung realisiert.

$$\frac{\lambda}{\Delta l} = \frac{360^\circ}{90^\circ} \Rightarrow \Delta l = \frac{\lambda}{4} \quad (3.2)$$

Dabei ist λ die Wellenlänge des Sendesignals in Bandmitte unter Berücksichtigung der Leitungseigenschaften.

Indem das empfangene Signal in beiden Pfaden mit dem gesendeten Signal gemischt wird, entstehen sehr niederfrequente Schwingungen, welche die beiden Differenzsignale I und Q darstellen. Diese werden, um das Nyquist-Kriterium bezüglich Aliasing-Effekte nicht zu verletzen, tiefpassgefiltert und anschließend, für die weitere Prozessierung, von AD-Wandlern mit einer Quantisierung von $N = 16$ Bit abgetastet. Da die an den Tiefpassfiltern geblockten Signale teils reflektiert werden und Störungen an den Mischern verursachen würden, befinden sich an den Ausgängen der Mischer M2 und M3 ebenfalls Dämpfungsglieder.

| | | |
|---------------------------|---------------|-------------------------|
| Frequenz | f | 6,4 - 6,9 GHz |
| Wellenlänge | λ | 4,3 cm – 4,7 cm |
| Bandbreite | B | 500 MHz (1 GHz möglich) |
| Sendeleistung | P_s | 13,8 – 14,8 dBm |
| Abtastrate pro Kanal | f_a | 250 kS/s |
| Quantisierung Abtastwerte | N | 16 Bit |
| Modulationsfrequenz | f_m | 1 kHz |
| Auflösung in Entfernung | δ_r | 0,6...0,9 m |
| Auflösung in Azimut | δ_{sa} | 4,0 cm |
| Systemverluste | a_{sys} | 21,6 dB |
| Antennenlänge in Azimut | d | 8 cm |
| 3 dB Hauptkeule E | Θ_E | $31,3^\circ$ |
| 3 dB Hauptkeule H | Θ_H | $30,8^\circ$ |
| Antennengewinn | G_S, G_E | je 15 dBi |

Tabelle 3.1: Radarsystemparameter

In Abb. 3-11 ist das in einem 19“-Einschub aufgebaute Radar zu sehen. Alle Koaxial-Leitungen wurden in Eigenleistung gefertigt, da die exakte Leitungslänge bei der Phasenverschiebung eine wichtige Rolle spielt.

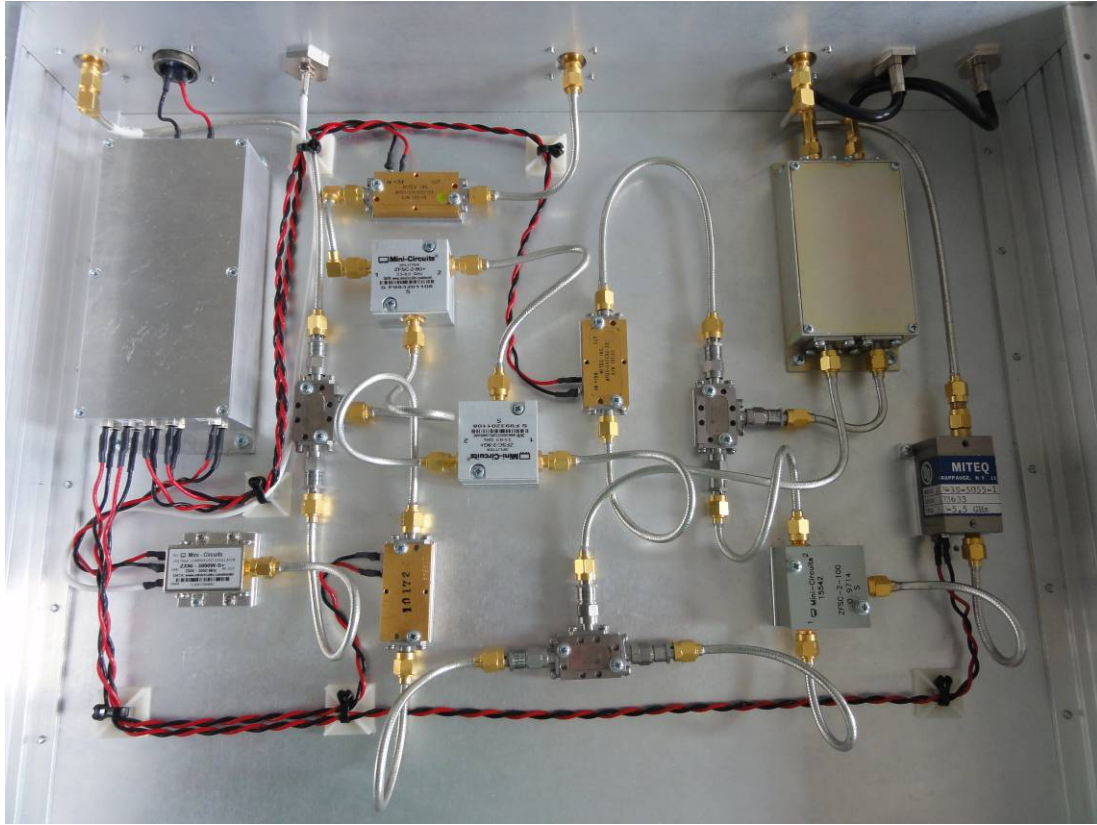


Abb. 3-11: FMCW-Radar eingebaut in einem 19“-Einschub

3.5. Radargleichung und maximale Reichweite

Die Radargleichung beschreibt den Zusammenhang zwischen gesendeter und empfangener Leistung in Abhängigkeit der Systemparameter eines Radars und den Ausbreitungseigenschaften der elektromagnetischen Welle. Sie dient zur Abschätzung der maximal erzielbaren Reichweite bei minimaler detektierbarer Leistung am Empfängeranfang. Mit ihrer Hilfe kann auch eine Optimierung des Systems vorgenommen werden, da leicht geprüft werden kann, welchen Einfluss die gerätespezifischen Parameter auf das Resultat besitzen.^{xvii}

Die maximale Reichweite $R_{Z,max}$ des Radars wird erreicht, wenn die Empfangsleistung P_E auf die minimal detektierbare Leistung $P_{E,min}$ abgesunken ist^{iv}:

$$R_{Z,max}^4 = \frac{P_S \cdot G_S \cdot G_E \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{P_{E,min} \cdot (4\pi)^3 \cdot a_{ges}} \quad (3.3)$$

Dabei sind die Verluste zusammengefasst zu $a_{ges} = a_{SYS} + a_F + a_D$.

Mit der allgemeinen Beziehung

$$P_{E,\min} = B \cdot k_B \cdot T_{\text{eff}} \left(\frac{S}{N} \right)_{\min} \quad (3.4)$$

ergibt sich für die Radargleichung:

$$\left(\frac{S}{N} \right)_{\min} = \frac{P_S \cdot G_S \cdot G_E \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 \cdot B \cdot k_B \cdot T_{\text{eff}} \cdot R_{Z,\max}^4 \cdot a_{\text{ges}}} \quad (3.5)$$

Wird die maximal erzielbare Reichweite $R_{Z,\max}$ gesucht, muss Gl. (3.5) nach der gesuchten Größe umgestellt werden:

$$R_{Z,\max}^4 = \frac{P_S \cdot G_S \cdot G_E \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 \cdot B \cdot k_B \cdot T_{\text{eff}} \cdot \left(\frac{S}{N} \right)_{\min} \cdot a_{\text{ges}}} \quad (3.6)$$

Diese Gleichung gilt ausschließlich unter der Voraussetzung, dass die Fernfeldbedingung eingehalten wird⁵, eine homogene Ausbreitung der Welle erfolgt und keine Mehrwegeausbreitung berücksichtigt werden muss.

Die Radargleichung zeigt, wie die Parameter durch die Geräteauslegung beeinflusst werden:

- P_S Sendeleistung
- G_S, G_E Antennengewinn Sende- und Empfangsantenne
- λ Wellenlänge
- B Bandbreite
- T_{eff} Effektive Rauschtemperatur
- a_{SYS} Anteile des Radargerätes am Gesamtverlust a_{ges}

Außerdem enthält die Radargleichung Parameter, die statistisch sind:

- σ Radarrückstreuquerschnitt
- S/N Signal-Rausch-Verhältnis

⁵ Nach Definition beginnt das Fernfeld nach einem Abstand von der Antenne von $2 \frac{d^2}{\lambda}$, wobei d die Antennenlänge und λ die Wellenlänge des gesendeten Signals ist.

- a_F Fluktuationsverluste
- a_D Verluste durch Dämpfung, z. B. in der Atmosphäre und Regen

Das erzielbare Signal-Rausch-Verhältnis kann im Nachhinein durch die Signalverarbeitung (z. B. „Matched Filter“) prinzipiell beeinflusst werden, wobei das dem Echosignal überlagerte Rauschen statistischer Natur ist.

Schließlich sind in der Radargleichung noch die beiden mathematisch-physikalischen Konstanten

- $(4\pi)^3 \approx 2000$
- $k_B = 1,3805 \cdot 10^{-23} \text{ Ws/K}$ Boltzmann-Konstante

enthalten.

Gemäß Tabelle 3.1 und Gl. (3.6) ergibt sich für die maximal detektierbare Reichweite $R_{Z,\max}$ eines Tripelspiegels mit einer Kantenlänge von $l = 0,7 \text{ m}$ und einem minimalen S/N -Verhältnis von 15 dB :

$$R_{Z,\max} = \sqrt[4]{\frac{14,3 \text{ dBm} \cdot 15 \text{ dBi} \cdot 15 \text{ dBi} \cdot (46,2 \text{ mm})^2 \cdot 27 \text{ dBsm}}{(4\pi)^3 \cdot 500 \text{ MHz} \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Ws}}{\text{K}} \cdot 293 \text{ K} \cdot 15 \text{ dB} \cdot 21,6 \text{ dB}}} \approx 35 \text{ m}$$

3.6. Radargleichung für SAR

Beim Radar mit synthetischer Apertur erfolgt eine kohärente Aufsummierung der Echosignale während der Beleuchtungsdauer T_{az} eines Zieles. Damit erhöht sich das Signal-Rausch-Verhältnis proportional zur Beleuchtungsdauer. Sie ist von der Länge L_{sa} des Bewegungspfadcs während der Beleuchtung und von der Geschwindigkeit v_{SAR} der Trägerplattform abhängig.^{iv}

Beim SAR beträgt die Anzahl n_{sa} kohärent aufsummierter Echosignale während der Beleuchtungsdauer T_{az} und mit der Modulationsfrequenz f_m :

$$n_{sa} = T_{az} \cdot f_m = \frac{L_{sa}}{v_{SAR}} \cdot f_m \quad (3.7)$$

Mit Hilfe der Näherung

$$L_{sa} = \Theta_a \cdot R_Z \approx 0,88 \cdot \frac{\lambda}{d_a} \cdot R_Z \quad (3.8)$$

und Gl. (2.33) folgt für die Länge der synthetischen Apertur:

$$L_{sa} = 0,88 \cdot \frac{\lambda \cdot R_Z}{2 \cdot \delta_{sa}} \quad (3.9)$$

Danach beträgt die Anzahl der Echosignale

$$n_{sa} = 0,88 \cdot \frac{\lambda \cdot R_Z}{2 \cdot \delta_{sa} \cdot v_{SAR}} \cdot f_m \quad (3.10)$$

Die Radargleichung für SAR folgt aus der Radargleichung für das Radar mit realer Apertur (Gl. (3.3) u. (3.6)) durch Multiplikation mit der Anzahl n_{sa} kohärent aufsummierter Echosignale. Es gilt:

$$R_{Z,\max}^3 = \frac{0,44 \cdot P_S \cdot G_S \cdot G_E \cdot \lambda^3 \cdot \sigma}{P_{E,\min} \cdot (4\pi)^3 \cdot a_{ges} \cdot \delta_{sa} \cdot v_{SAR}} \quad (3.11)$$

$$= \frac{0,44 \cdot P_S \cdot G_S \cdot G_E \cdot \lambda^3 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 \cdot k_B \cdot T_{eff} \cdot \left(\frac{S}{N}\right)_{\min} \cdot a_{ges} \cdot \delta_{sa} \cdot v_{SAR}} \quad (3.12)$$

Die maximale Reichweite $R_{Z,\max}$ geht beim SAR nur noch mit der dritten Potenz in die Radargleichung ein. Dieses Ergebnis wird jedoch erst nach der Signalverarbeitung wirksam, weil die Querauflösung δ_{sa} ebenfalls in die Radargleichung eingeht.

Mit den Parametern aus Tabelle 3.1, den Werten aus Abschnitt 3.4 und einer Plattformgeschwindigkeit von $v_{SAR} = 0,1 \text{ m/s}$ ergibt sich für das SAR eine maximale Reichweite von $R_{Z,\max} = 161 \text{ km}$. Das bedeutet, dass ein Radar mit synthetischer Apertur und den hier gewählten Parametern um 37 dB empfindlicher ist als eines mit realer Apertur. Bei satellitengestützten Radaren ergibt sich sogar eine Empfindlichkeit von etwa 90 dB. ^{xviii}

4. Experimentelle Ergebnisse

Nach dem erfolgreichen Aufbau des Radarsystems werden die Systemeigenschaften bestimmt und Daten für die Kalibrierung der Messergebnisse gesammelt. Die erste Messung dient zur Ermittlung der Abweichung von gemessener und realer Entfernung. Dazu wird die zuvor berechnete, elektrische Länge einer Leitung bestimmt und die Abweichung von allen weiteren Ergebnissen subtrahiert. Hiermit werden die internen Laufzeiten im System kalibriert.

Anschließend wird das System als Radar mit realer Apertur (RAR) betrieben. Bei einer Entfernungsmessung wird geprüft, ob die mit der Radargleichung ermittelte maximale Reichweite $R_{Z,max}$ erzielt wird und die gemessenen Entfernungen den realen Entfernungen entsprechen.

Bei einem weiteren Messaufbau bewegt sich ein Cornerreflektor mit konstanter Geschwindigkeit auf das Radar zu, um seine radiale Geschwindigkeit zu ermitteln. Bei Umkehrung der Bewegungsrichtung ändert sich das Vorzeichen der Phasendifferenz zwischen I- und Q-Signal, was bei späteren Messungen darauf schließen lässt, ob sich ein Objekt annähert oder entfernt. Außerdem wird geprüft, ob zwischen den beiden Signalen 90° Phasenverschiebung besteht.

Bei einer Messung als Dauerstrichradar mit inverser synthetischer Apertur (CW-ISAR) wird die Azimutdistanz zweier Cornerreflektoren bestimmt, die sich senkrecht zum Radar bewegen.

Die FMCW-SAR-Messung zeigt schließlich, dass das Radar als abbildendes System eingesetzt werden kann.

4.1. *Leitungslängenmessung und Kalibrierung (FMCW-RAR)*

Da das Differenzsignal an den Mixern M2 und M3 gebildet wird (siehe Abb. 4-1), ist es nicht möglich, ausschließlich die Signallaufzeit zwischen Sendeantenne, Ziel und Empfangsantenne zu bestimmen. Es ergeben sich zusätzliche, interne Laufzeiten auf Grund der Signalpfade innerhalb des Gerätes vom Leistungsteiler PD1 zur TX-Antenne, sowie, im Empfangszweig, von der RX-Antenne über den Leistungsteiler PD3 zu den Mixern M2 und M3. Das sogenannte LO-Signal (engl. Local Oscillator) mit welchem das RX-Signal heruntergemischt wird, muss den Weg von Leistungsteiler PD1 über Leistungsteiler PD2 zu den Mixern M2 und M3 zurücklegen. Diese zusätzliche Laufzeitdifferenz führt zu einem Fehler, der mit einer einfachen Methode herauskalibriert werden kann.

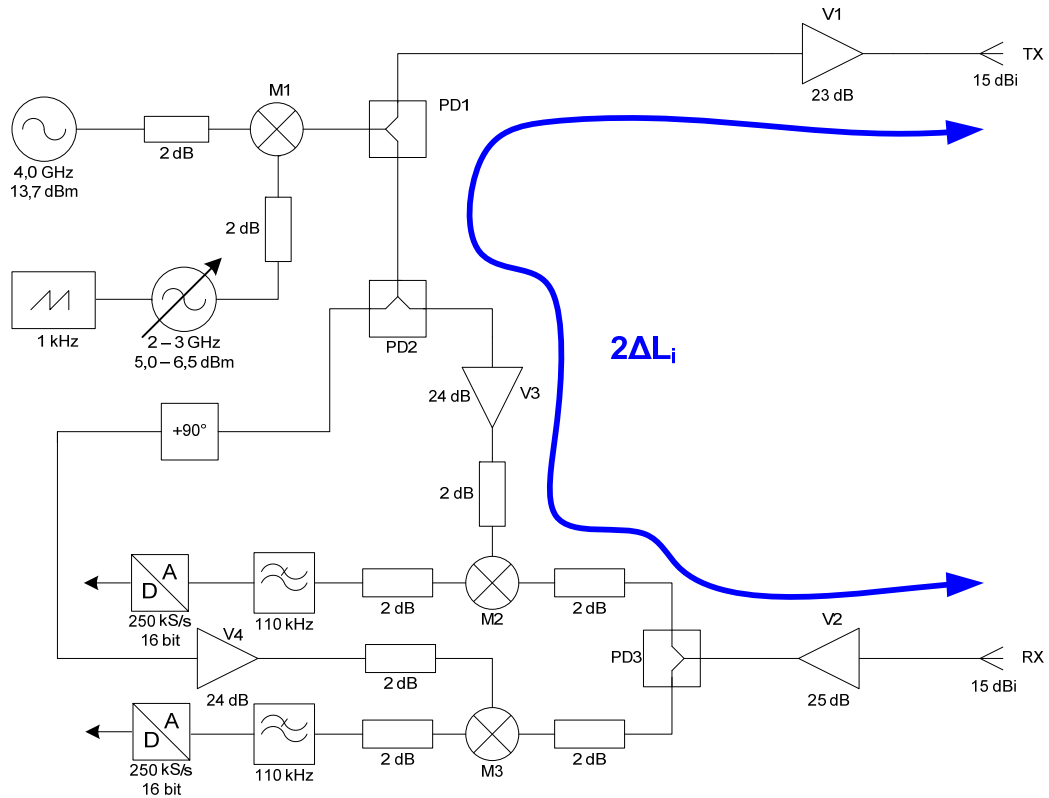


Abb. 4-1: Verdeutlichung der zu kalibrierenden Länge ΔL_i am Blockschaltbild des Gesamtsystems

Anstelle der beiden Antennen wird eine Leitung mit bekannter Länge die Verbindung TX – RX kurzschließen. Die elektrische Länge dieser Leitung wird dann gemäß dem Verfahren in Abschnitt 2.3, anhand der Signallaufzeit τ bestimmt. Die Abweichung der realen Länge von der gemessenen Länge entspricht der Längendifferenz im Radar und muss bei jeder weiteren Messung vom ermittelten Ergebnis subtrahiert werden.

Aufgrund einer nicht ausreichenden Linearität der Abstimmempfindlichkeit des eingebauten spannungsgesteuerten Oszillators, ist dieser für die Kalibrierung nicht geeignet und als Signalquelle wird ein externer Signalgenerator mit geringerer Modulationsrate verwendet. Weiterhin ist für die Messung eine Überbrückung des Verstärkers V2 notwendig um eine Übersteuerung der nachfolgenden Komponenten zu verhindern.

Um eine höhere Genauigkeit zu erhalten wurden zwei Koaxialleitungen von der „HUBER+SUHNER AG“ mit verschiedenen Bandbreiten und Modulationsfrequenzen vermessen und daraus die Mittelwerte gebildet. Da die Ausbreitungsgeschwindigkeit in Leitungen kleiner als die Lichtgeschwindigkeit c_0 ist und die Signallauf-

zeit der einfachen Weglänge TX- RX entspricht, muss Formel (2.12) angepasst werden. Dafür existieren zwei Möglichkeiten.

Möglichkeit eins basiert auf der Annahme, dass sich das Signal in der Leitung mit Lichtgeschwindigkeit fortbewegt. Über die Umrechnungsformel des Dielektrikums wird anschließend auf die reale geometrische Leitungslänge L_{geo} geschlossen.

$$L_{el} = \frac{T_m \cdot c_0}{B} \cdot f_{diff} \quad (4.1)$$

$$L_{geo} = \frac{L_{el}}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.2)$$

Wobei ϵ_r die relative Permittivität des Dielektrikums ist.

Bei der zweiten Möglichkeit wird für die Ausbreitungsgeschwindigkeit die Herstellerangabe verwendet.

$$L_c = \frac{T_m \cdot c}{B} \cdot f_{diff} \quad (4.3)$$

Leitung SUCOFLEX 104A:

- mechanische Länge L_{mech} : 2,08 m
- Dämpfung: 0,60 dB/m (bei 6 GHz)
- Dielektrikum: Polytetrafluorethylen (PTFE)
- relative Permittivität ϵ_r : 2,1
- Ausbreitungsgeschwindigkeit c : 231.000 km/s

Leitung SUCOFLEX 106:

- mechanische Länge L_{mech} : 3,05 m
- Dämpfung: 0,41 dB/m (bei 6 GHz)
- Dielektrikum: Polytetrafluorethylen (PTFE)
- relative Permittivität ϵ_r : 2,1
- Ausbreitungsgeschwindigkeit c : 231.000 km/s

| Leitung | B in MHz | T_m in s | f_{diff} in Hz | L_{geo} in m | L_c in m |
|---------------|------------|------------|------------------|----------------|------------|
| SUCOFLEX 104A | 250 | 1,25 | 1,02 | 2,10 | 2,36 |
| SUCOFLEX 104A | 250 | 2,5 | 0,50 | 2,07 | 2,33 |
| SUCOFLEX 104A | 250 | 5 | 2,06 | 2,13 | 2,39 |
| SUCOFLEX 104A | 500 | 5 | 1,00 | 2,08 | 2,34 |
| SUCOFLEX 106 | 250 | 1,25 | 1,42 | 2,95 | 3,31 |
| SUCOFLEX 106 | 250 | 2,5 | 0,71 | 2,95 | 3,31 |
| SUCOFLEX 106 | 250 | 5 | 2,86 | 2,96 | 3,32 |
| SUCOFLEX 106 | 500 | 5 | 1,46 | 3,01 | 3,38 |

Tabelle 4.1: Messergebnisse der Leitungslängenbestimmung

Aus Tabelle 4.1 ist ersichtlich, dass die Werte für L_{geo} unrealistisch und damit zu verwerfen sind. Die Ungenauigkeit entsteht, da die oft angewandte Gl. (4.2) nur eine Näherung darstellt. Daher ergeben sich für die beiden Leitungen mechanische Längen von $\bar{L}_c = 2,36$ m und $\bar{L}_c = 3,33$ m. Die interne zu kalibrierende Leitungslänge entspricht demzufolge $\Delta L_i = \frac{\Delta L_{i,ges}}{2} = \frac{0,28 \text{ m}}{2} = 0,14$ m. Weiterhin sind bei den darauffolgenden Messungen die Leitungen von den TX- und RX-Anschlüssen zu den Antennen mit einer elektrischen Länge von jeweils $\Delta L_a = 3,00$ m zu berücksichtigen. Die gesamte zu kalibrierende Länge entspricht daher $\Delta L = \Delta L_i + \frac{\Delta L_a}{2} = 3,14$ m⁶.

4.2. Entfernungsmessung (FMCW-RAR)

Ein Cornerreflektor mit einem Radarrückstreuquerschnitt von $\sigma = 27$ dBsm wurde auf einer Wiese in unterschiedlichen Entfernungen vom Radar positioniert (siehe Abb. 4-2). Der Abstand zwischen den Antennen und dem Ziel wurde nach dem Prinzip aus Kap 2.3 mit einer Modulationsfrequenz von $f_m = 500$ Hz und einer Bandbreite von $B = 500$ MHz (6,4 – 6,9 GHz) gemessen. Da gemäß Kap. 3.3 eine maximale Differenzfrequenz von $f_{diff} = 125$ kHz messbar ist, ergibt sich eine maximal detektierbare Reichweite von

$$R_{\max} = \frac{2,0 \text{ ms} \cdot 3 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{s}}}{2 \cdot 500 \text{ MHz}} \cdot 125 \text{ kHz} = 75 \text{ m}$$

⁶ Dieser Wert wurde bei allen relevanten Messungen ohne zusätzlichen Hinweis subtrahiert.

Die Messergebnisse sind in Tabelle 4.2 aufgelistet. Dabei wurde die Entfernung R_{rad} gemäß Gl. (2.12) und R_{geo} mit einem Maßband ermittelt. Die Resultate zeigen, dass die beiden Abstände eine gute Übereinstimmung aufweisen. Jedoch ist ab Messung Nr. 13 eine starke Abweichung erkennbar. Die Verwendung eines Maßbandes trägt zwar signifikant zu einer Fehlbestimmung von R_{geo} bei, ist aber nicht ausschließlich dafür verantwortlich. Selbst eine Filterung nach Gl. (3.1) erbrachte kein genaueres Resultat. Daraufhin wurde erneut ein linearer Verlauf der Abstimmempfindlichkeit des Oszillators nachgewiesen. Ein Grund für diese Abweichung konnte bis zum Abschluss der Diplomarbeit nicht gefunden werden.

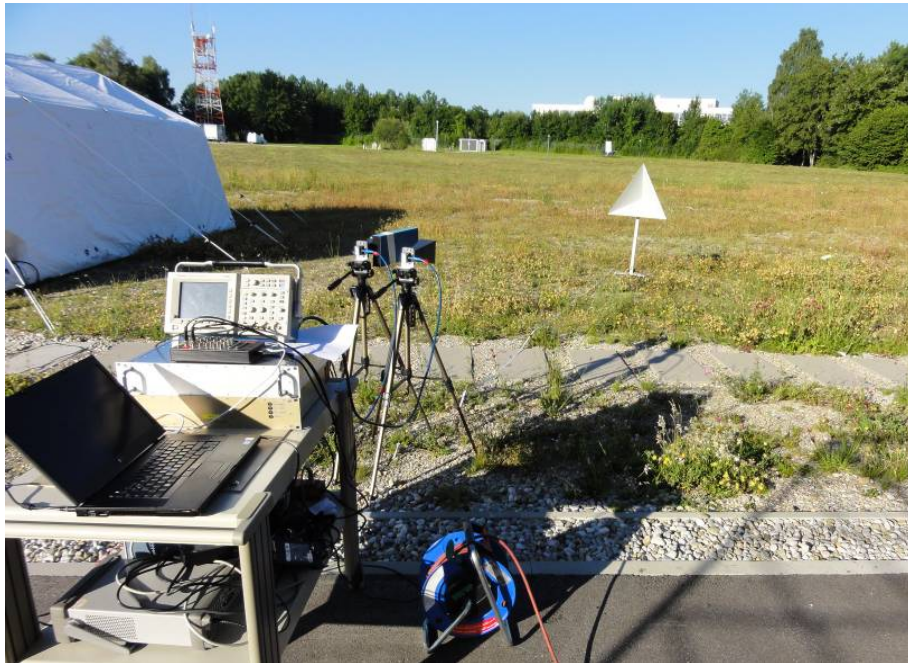


Abb. 4-2: Messaufbau Entfernungsmessung

| Nr. | R_{geo} in m | R_{rad} in m | ΔR in m |
|-----|----------------|----------------|-----------------|
| 1 | 4,14 | 4,09 | -0,05 |
| 2 | 4,70 | 4,42 | -0,28 |
| 3 | 5,91 | 5,89 | -0,02 |
| 4 | 6,59 | 6,49 | -0,10 |
| 5 | 7,70 | 7,72 | +0,02 |
| 6 | 8,46 | 8,59 | +0,13 |
| 7 | 10,40 | 10,42 | +0,02 |

| Nr. | R_{geo} in m | R_{rad} in m | ΔR in m |
|-----|----------------|----------------|-----------------|
| 8 | 10,74 | 10,99 | +0,25 |
| 9 | 11,18 | 11,29 | +0,11 |
| 10 | 13,20 | 13,12 | -0,08 |
| 11 | 13,46 | 13,39 | -0,07 |
| 12 | 14,88 | 14,89 | +0,01 |
| 13 | 17,80 | 17,59 | -0,21 |
| 14 | 17,82 | 17,59 | -0,23 |
| 15 | 18,00 | 17,32 | -0,68 |
| 16 | 21,20 | 20,62 | -0,50 |
| 17 | 23,90 | 23,32 | -0,58 |
| 18 | 25,60 | 25,12 | -0,48 |
| 19 | 27,70 | 27,22 | -0,48 |
| 20 | 29,00 | 28,42 | -0,58 |
| 21 | 30,50 | 29,92 | -0,58 |

Tabelle 4.2: Messergebnisse Entfernungsmessung

In Abb. 4-3 ist das Spektrum der Differenzfrequenz f_{diff} zwischen Sende- und Empfangssignal bei einer Zielentfernung von $R_{geo} = 10,40$ m zu sehen, wobei die Abszisse bereits auf die Entfernung skaliert wurde. Die Spektrallinie bei $R_{geo} = 3,36$ m entspricht dem kalibrierten Maß von $\Delta L = 3,14$ m (siehe 4.1) zuzüglich der Länge des direkten Übersprechens von der Sende- in die Empfangsantenne.

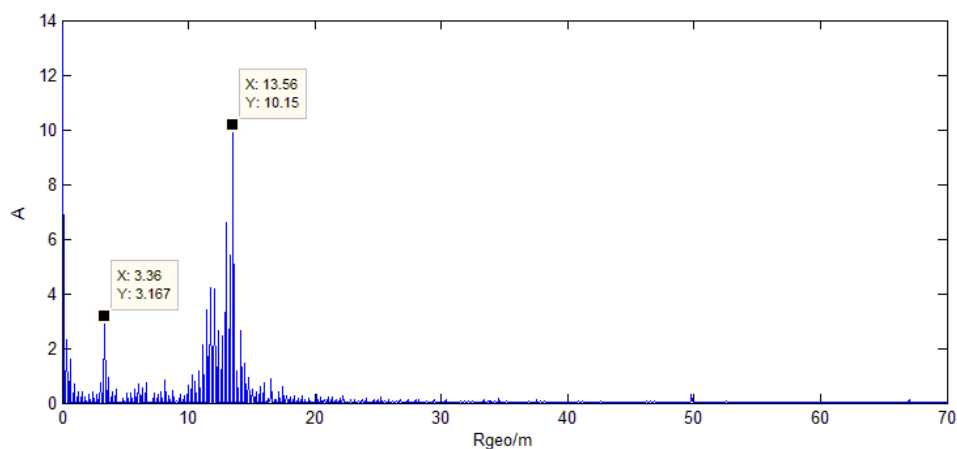


Abb. 4-3: Spektrum mit Corner bei 10,4 m Entfernung

Während der Messungen konnte mit dem Radar ein Cornerreflektor bis zu einer Entfernung von ca. $R_{rad} = 35$ m detektiert werden. Dies entspricht im Wesentlichen der mit der Radargleichung ermittelten Prognose aus Kap. 3.2.

4.3. Geschwindigkeitsmessung (CW-RAR)

Bei der Geschwindigkeitsmessung wird ein Signal mit einer konstanten Wellenlänge von $\lambda_s = 46,2$ mm ($f_s = 6,5$ GHz) gesendet. Die Frequenz f_D wird über das Spektrum der gemessenen Dopplerverschiebung ermittelt. Der Corner-Reflektor bewegt sich dabei mit konstanter Geschwindigkeit auf einer Modelleisenbahnschiene radial auf das Radar zu (siehe Abb. 4-4). Mit der nach der gesuchten Größe v_r umgestellten Formel (2.7) kann die Geschwindigkeit des Reflektors ermittelt werden.

$$v_r = \frac{f_D \cdot \lambda_s}{2} \quad (4.4)$$

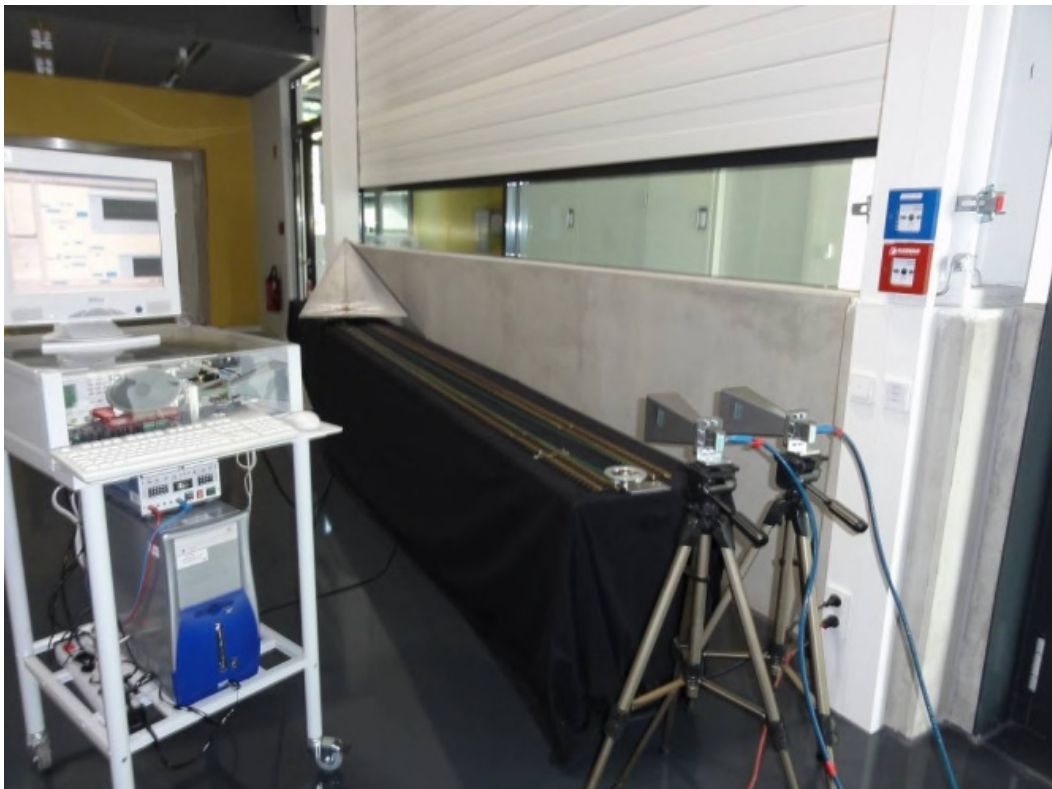


Abb. 4-4: Messaufbau zur Geschwindigkeitsmessung

Zu Beginn der Messung (siehe Abb. 4-5) ist zu sehen, dass sich die Dopplerfrequenz erhöht, was auf eine Beschleunigung des Cornerreflektors schließen lässt. Anschließend bewegt er sich mit konstanter Geschwindigkeit auf das Radar zu. Dabei erhöht sich die Amplitude aufgrund der Abnahme der Freiraumdämpfung. Nach ei-

ner Messzeit von ca. 6,3 Sekunden ist ein abrupter Stopp auf eine Geschwindigkeit von 0 m/s zu erkennen. Diese wird bei ungefähr 6,6 Sekunden erreicht. Die 180° Phasenverschiebung nach dem Stillstand resultieren aus einer Umkehrung der Bewegungsrichtung. Nach einer Spektralanalyse des Messsignals von 1,5 – 5,5 Sekunden ergibt sich eine Dopplerfrequenz von $f_D = 27 \text{ Hz}$, woraufhin nach Gl. (4.4) für den bewegten Tripelspiegel eine Geschwindigkeit von $v_r = 0,62 \text{ m/s}$ errechnet werden kann.

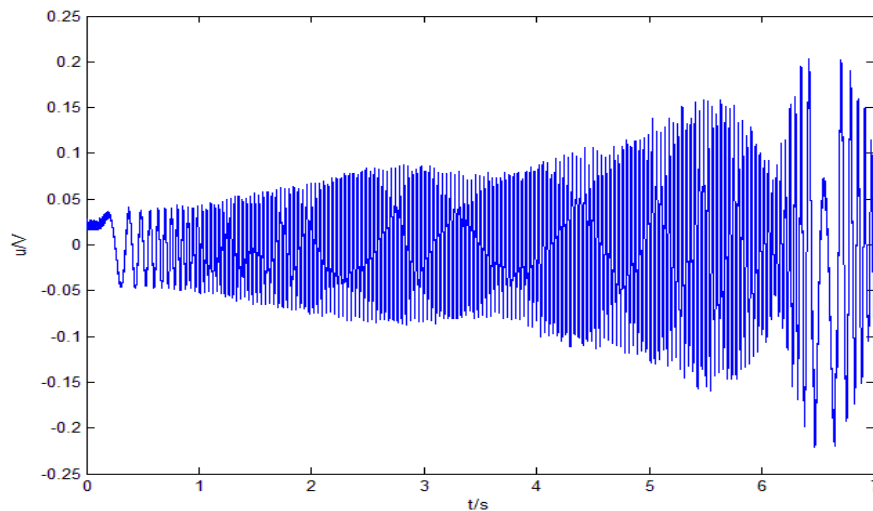


Abb. 4-5: Aufgezeichnetes Differenzsignal bei Geschwindigkeitsmessung

In Abb. 4-6 ist der Vorteil orthogonaler Signale leicht zu erkennen. Zu sehen ist der Ausschnitt aus dem Differenzsignal vor und nach dem Stillstand des Reflektors bei 6,6 Sekunden. Bei sich näherndem Reflektor eilt das Inphase-Signal (rot) dem Quadraturphase-Signal (blau) voraus. Nach Umkehrung der Bewegungsrichtung verhalten sie sich entgegengesetzt. So lässt sich anhand des Vorzeichens der Phasenverschiebung zwischen I- und Q-Kanal die Bewegungsrichtung feststellen.

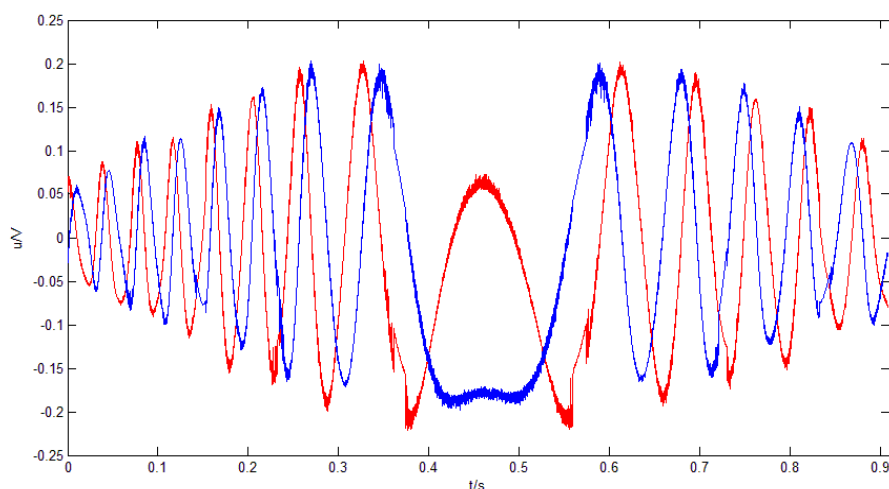


Abb. 4-6: Inphase- und Quadraturphase-Signal bei Umkehrung der Bewegungsrichtung

4.4. Phasendifferenzmessung von I- und Q-Signal (CW-RAR)

Zwischen dem I- und Q-Signal besteht aus fertigungstechnischen Gründen keine exakte Phasenverschiebung von $\varphi_{I,Q} = 90^\circ$. Einerseits beträgt die Längendifferenz der Leitung nicht genau $\lambda/4$, andererseits besteht folgende Phasenabhängigkeit bei einer modulierten Sendefrequenz:

$$\begin{aligned}\Delta\varphi_{I,Q} &= \frac{360^\circ \Delta l}{c_0} \cdot (f_o - f_u) \\ &= \frac{360^\circ \cdot 11,5 \text{ mm}}{3,0 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{s}}} (6,9 \text{ GHz} - 6,4 \text{ GHz}) = 6,9^\circ\end{aligned}\quad (4.5)$$

Das bedeutet, dass die Phase zwischen dem I- und Q-Signal während einer Modulationsperiode um $6,9^\circ$ variiert.

Der Maximalwert der Kreuzkorrelationsfunktion ^{xv}

$$\varphi_{I,Q} = \frac{1}{2 \cdot T} \int_{-T}^T s_I(t) \cdot s_Q(t + \tau) dt \quad (4.6)$$

spiegelt die Phasenverschiebung von zwei Signalen wieder. Da das Sendesignal bei der Geschwindigkeitsmessung nur eine konstante Frequenz besitzt, wird ein Ausschnitt aus diesem Datensatz zur Ermittlung der realen Phasenbeziehung verwendet (siehe Abb. 4-7). Dort beträgt das Maximum $\varphi_{I,Q} = 88,8^\circ \pm 0,2^\circ$. Die Abweichung von den geforderten 90° ist damit sehr gering und vernachlässigbar.

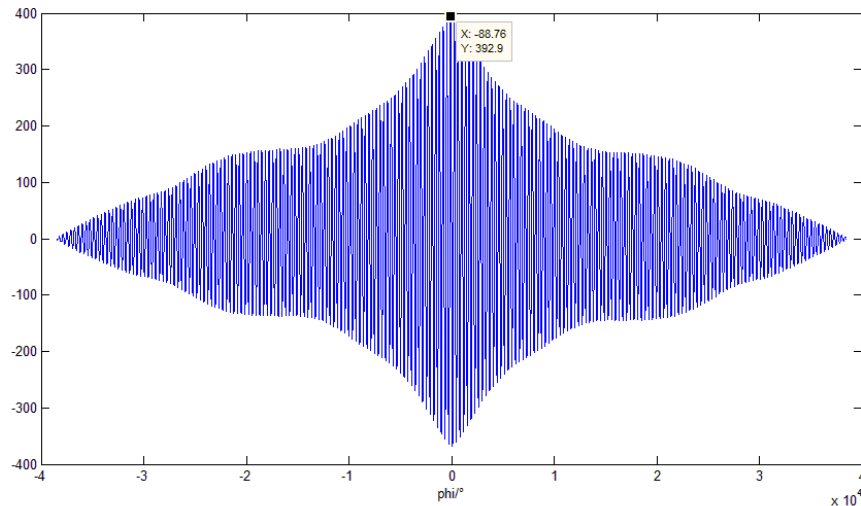


Abb. 4-7: Kreuzkorrelationsfunktion aus I- und Q-Signal

4.5. *Abstandsbestimmung zweier Ziele in Azimut (CW-ISAR)*

Um den Azimutabstand zwischen zwei Objekten zu bestimmen, muss das Radar als inverses SAR (ISAR) betrieben werden. Dazu wird die Dopplerverschiebung, welche auf Grund der Bewegung der Ziele herrührt, von einem stationären Radar aufgezeichnet. Das Generieren der synthetischen Apertur geschieht durch lineares bewegen der beiden Ziele Z_1 und Z_2 senkrecht zur Hauptstrahlrichtung des feststehenden Radars (siehe Abb. 4-8). Prinzipiell existieren zwei Methoden zur Bestimmung des Abstands der beiden Reflektoren.

Eine basiert auf der Möglichkeit, die bekannte Phasenverschiebung, welche die Ziele auf Grund ihrer Bewegung hervorrufen, vorher zu berechnen. Diese Phasenverschiebung muss anschließend von jedem Messwert subtrahiert werden. Nach einer kohärenten Aufsummierung der Werte mit einer anschließenden Fourier-Transformation ergeben sich im Spektrum zwei Spektrallinien, welche die beiden Ziele repräsentieren. Daraufhin ist es möglich, die Differenzfrequenz zwischen den beiden Linien in einen geometrischen Abstand umzurechnen. Da in die Berechnung viele Systemparameter eingehen und sich ihre Ungenauigkeiten direkt im Ergebnis widerspiegeln, ist diese Methode nur für äußerst präzise vermessene Systeme geeignet.

Die alternative Methode zur Abstandsbestimmung ist die Lösung mit Hilfe eines Matched Filters.^{xix} Der entscheidende Vorteil liegt in der Eigenschaft, dass die Wirkung dieses Filters nicht von der Signalform, sondern ausschließlich von der Energie

des Signals abhängig ist. Des Weiteren lassen sich konstante äußere Einflüsse und Messungenauigkeiten weitestgehend eliminieren. Die Messungen müssen dabei lediglich reproduzierbar sein. Nachfolgend sei diese Methode kurz beschrieben.

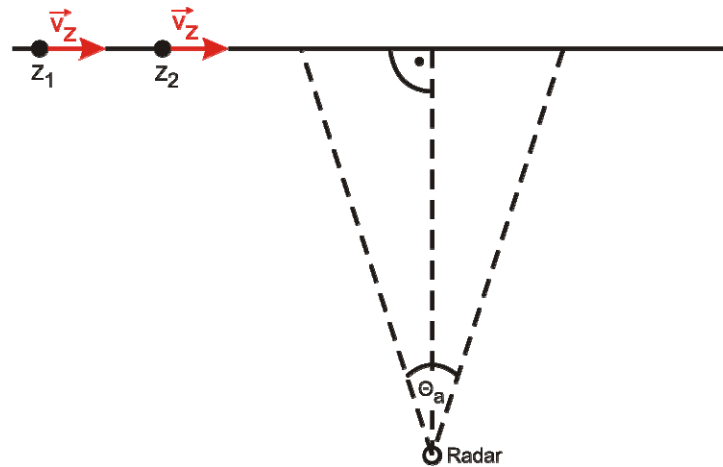


Abb. 4-8: Prinzipskizze des Messaufbaus bei der CWISAR-Messung

Gesendet wird im Dauerstrichbetrieb (CW) mit einer Sendefrequenz von $f_s = 6,5 \text{ GHz}$. Zunächst wird lediglich ein Cornerreflektor bewegt und das heruntergemischte Empfangssignal $y_{ref}(t)$ dabei mit einem an den Computer angeschlossenen AD-Wandler aufgenommen. Aus diesem Signal lässt sich leicht die Frequenzänderung bei entfernen oder annähern des Reflektors feststellen. Es dient als Referenzfunktion und entspricht dem in Abb. 4-9 abgebildeten Verlauf. Bei der Aufnahme aller Messwerte ist es äußerst wichtig, dass die Hauptstrahlrichtung der Hornantennen orthogonal zur Bewegungsrichtung zeigt, was an der symmetrischen Form des Messsignals leicht zu erkennen ist.

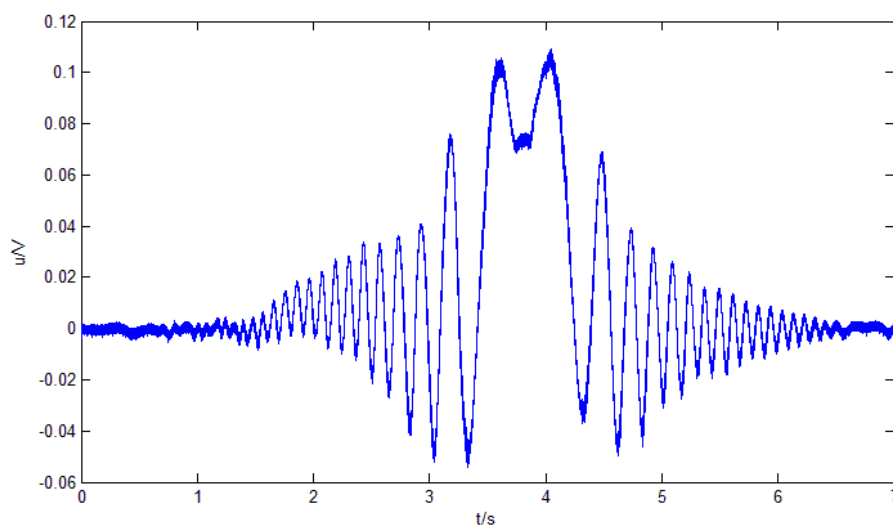


Abb. 4-9: Dopplerfrequenzverschiebung I-Signal mit einem Cornerreflektor

Bei der zweiten Messung werden nun zwei Cornerreflektoren gleicher Größe mit konstantem Abstand und gleicher Geschwindigkeit bewegt. Dabei ist darauf zu achten, dass die Geschwindigkeit der Reflektoren in dieser Messung mit der vorherigen identisch ist. Die Aufnahme der Dopplerfrequenzverschiebung mit zwei Cornerreflektoren ergibt einen Signalverlauf $r(t)$, welcher in Abb. 4-10 zu sehen ist.

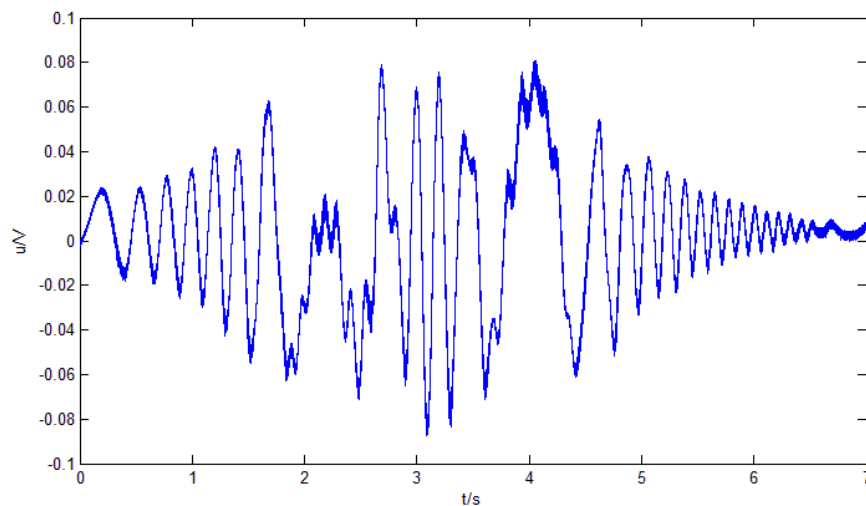


Abb. 4-10: Dopplerfrequenzverschiebung I-Signal mit zwei Cornerreflektoren

Wird die Funktion $r(t)$ mit der an der Ordinate gespiegelten und komplex konjugierten Referenzfunktion $r_{ref}^*(-t)$ gefaltet, entstehen zwei zeitlich verschobene Kardinalsinusfunktionen, welche die beiden Ziele repräsentieren (Abb. 4-11). Der Datensatz der zweiten Messung wird signalangepasst gefiltert.

$$r_{fil}(t) = r(t) * r_{ref}^*(-t) \quad (4.7)$$

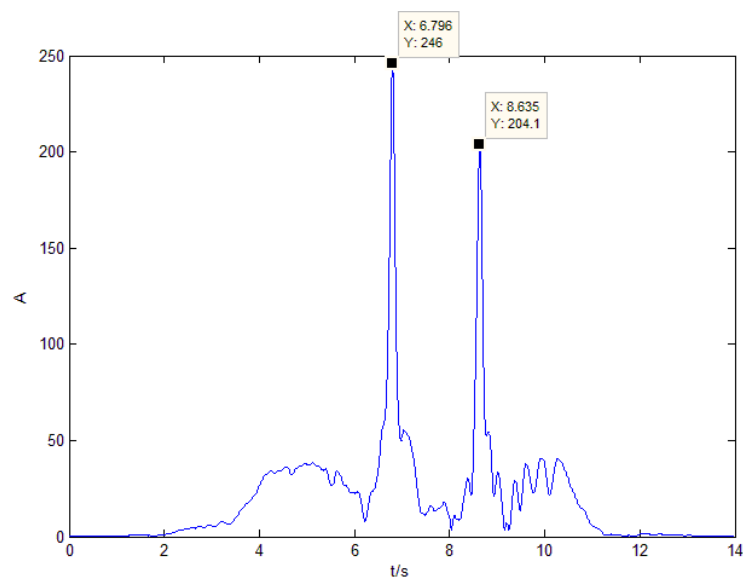


Abb. 4-11: Betrag des gefilterten Messsignals (I und Q) mit 2 Punktzielen

Der Abstand der beiden Maxima stellt die zeitliche Differenz Δt zwischen den beiden Zeitpunkten dar, an denen sich die Reflektoren jeweils Mitten in der Hauptstrahlrichtung der Antenne befanden. Mit Hilfe der bekannten Geschwindigkeit aus Kap. 4.3 und der Beziehung

$$\delta_{ISAR} = v_z \cdot \Delta t = 0,62 \frac{\text{m}}{\text{s}} \cdot 1,8 \text{ s} = 1,1 \text{ m} \quad (4.8)$$

wird der Abstand der Ziele gewonnen.

Im Vergleich dazu wurde dieselbe Messung mit einem Gunnplexer durchgeführt, welcher fertigungsbedingt als Differenzsignal ausschließlich ein Inphase-Signal liefert. Die beiden verschobenen $|sinc|$ -Funktionen sind zwar deutlich erkennbar, jedoch besitzen sie eine geringere Amplitude und sind über die Zeit breiter gespreizt (siehe Abb. 4-12).

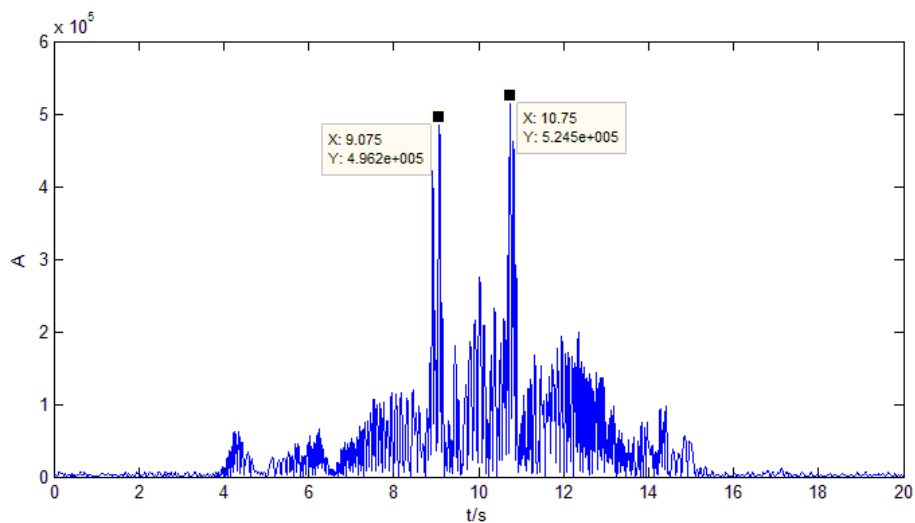


Abb. 4-12: Gefiltertes Messsignal vom Gunnplexer mit 2 Punktzielen

4.6. Abbildung verteilter Objekte (FMCW-SAR)

Die FMCW-SAR-Messung hat in einer Antennenmesskammer stattgefunden (Abb. 4-13), deren Wände vollständig mit Pyramiden-Absorber ausgekleidet sind. Der Vorteil des gewählten Ortes liegt darin, dass alleinig ein aufgestelltes Referenzziel ein Echo liefert und der Rest des gesendeten Signals von den Wänden absorbiert wird. Der sogenannte „Positioner“, eine Art Roboterarm mit 6 Achsen - zur Messung mit einem Linearscanner mit zwei weiteren Achsen bestückt, wird zum Bewegen der

beiden Antennen verwendet. Damit ist sichergestellt, dass sie sich mit der konstanten Geschwindigkeit $v_{SAR} = 0,08 \text{ m/s}$ linear auf einer Achse über eine Strecke von 5,0 m bewegen. Gesendet wurde ein frequenzmoduliertes Signal mit Modulationsfrequenzen von $f_m = 50 \text{ Hz} - 1 \text{ kHz}$ und einer Bandbreite von $B = 500 \text{ MHz}$. Als Ziele wurden 1 bis 3 Cornerreflektoren mit einer Kantenlänge von jeweils $l = 0,7 \text{ m}$ ($\sigma = 27 \text{ dBm}$) in unterschiedlichen Entfernungen von der Antenne positioniert.

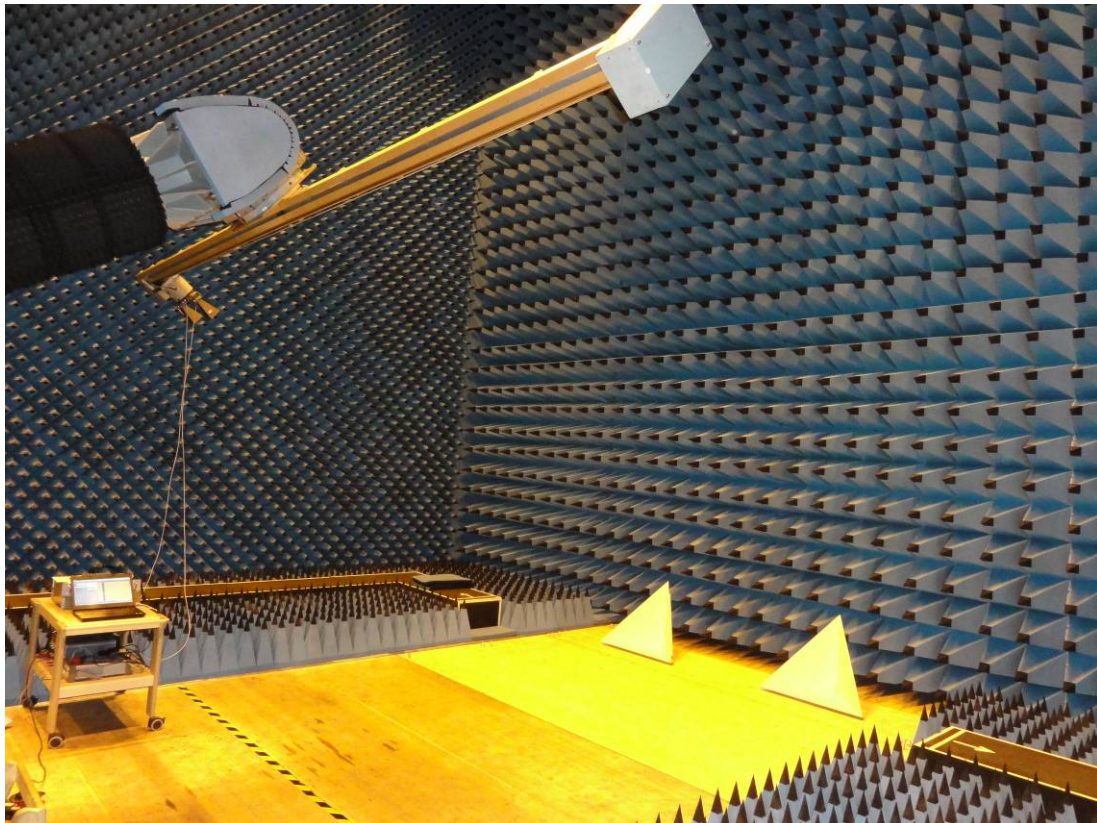


Abb. 4-13: Messaufbau FMCW-SAR-Messung mit 2 Zielen

Die gemessene Frequenz im heruntergemischten Differenzsignal ändert sich je nach Abstand der Antennen zum Ziel. Weiterhin ergibt sich über die Modulationsperioden aufgrund der Bewegung eine Frequenzverschiebung (Dopplereffekt). Durch Fokussierung der beiden Faktoren können eindeutig Ziele aus den aufgenommenen Rohdaten selektiert werden. Die genaue Vorgehensweise ist im nachfolgenden Kapitel beschrieben.

5. SAR Signalverarbeitung – Bildgebender Algorithmus

In diesem Kapitel wird der bildgebende Algorithmus erläutert. Dabei wird aufgrund des Umfangs und der Komplexität auf die Grundlagen verzichtet und auf die Bücher von Curlander^{vi} und Cumming^{xx} verwiesen.

Das abgetastete Differenzsignal einer SAR-Aufnahme wird als 2-dimensionale Matrix (Rohdatenmatrix) betrachtet. In den jeweiligen Reihen befinden sich die Werte, welche innerhalb einer Modulationsperiode T_m abgetastet werden. Die Anzahl der Spalten ergibt sich dann folglich aus dem Quotienten von Messdauer und Modulationsperiode.

Nach Bildung der Rohdatenmatrix ist der nächste Schritt die Entfernung des Gleichanteils aus dem Signal, welcher aus einem unkalibrierten Nullpunkt der beiden Eingänge der Datenerfassungskarte herrührt.

Im Anschluss werden die Daten in Entfernungsrichtung fokussiert. Dieses Verfahren nennt sich Entfernungskompression. Dabei werden die überlagerten Echos der sich radial hintereinander befindenden Ziele signalangepasst gefiltert und können daher aufgelöst werden.

Der letzte Schritt der Signalverarbeitung ist die Azimutkompression. In dieser wird analog zur Entfernungskompression die Komponente des Dopplereffekts entfernungsabhängig gefiltert.

Wird der größten Amplitude vom aufgezeichneten Signal $y(t)$ der Wert 1 und der kleinsten der Wert 0 zugeordnet und die verbleibenden Werte dazwischen linear skaliert, lassen sich die aufgezeichneten Daten in einem Rohdatenbild darstellen.

In Abb. 5.1 ist ein Rohdatensatz mit einem Cornerreflektor in der Mitte zu sehen. Abb. 5.2 zeigt die gleiche Szene mit zwei Reflektoren. In Entfernungsrichtung ist jeweils ein Sinus mit konstanter Frequenz erkennbar. Die Frequenz wird geringer, je näher das Radar dem Ziel in Azimut kommt und höher, sobald es sich wieder entfernt. In der Mitte des zweiten Bildes ist deutlich ein gleichmäßiges Interferenzmuster zu erkennen, was darauf schließen lässt, dass es sich wirklich um zwei Ziele handelt.

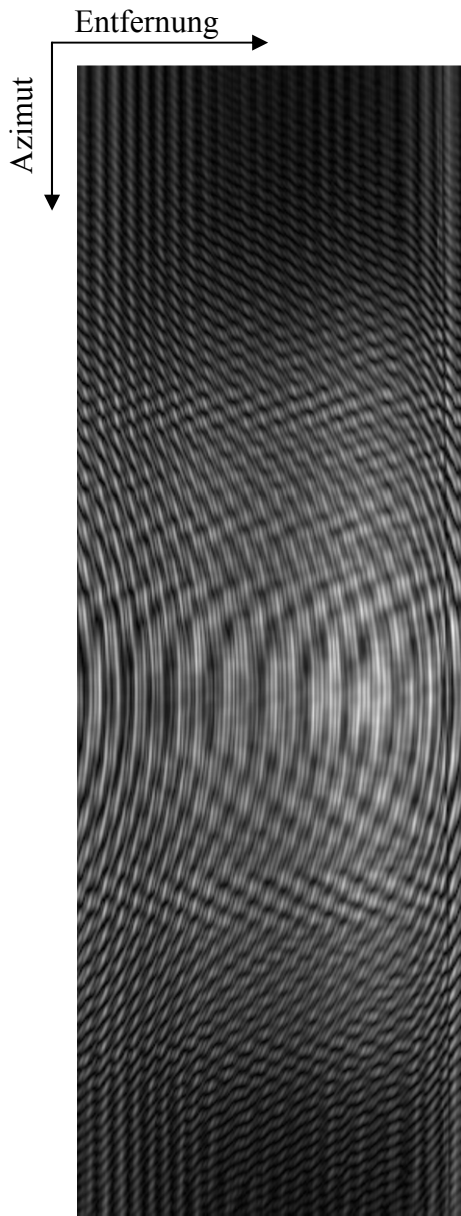


Abb. 5-1: Rohdatenbild mit einem Reflektor

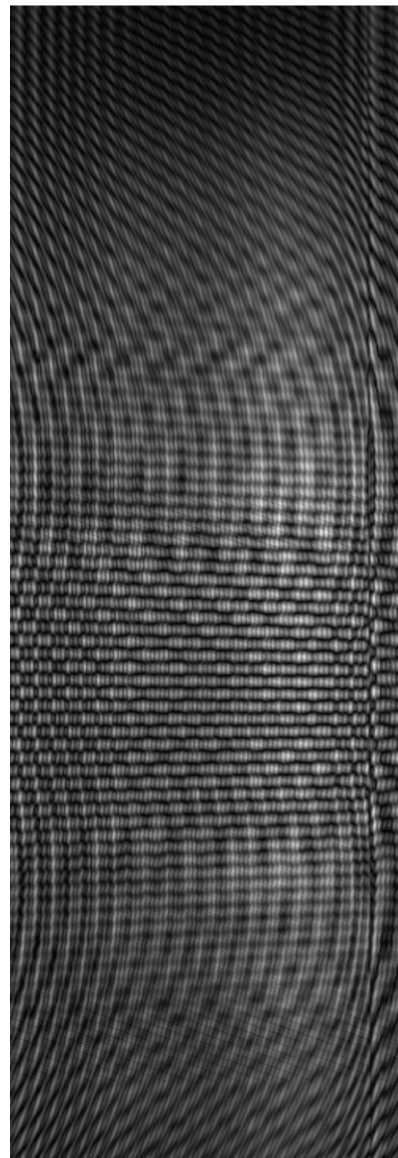


Abb. 5-2: Rohdatenbild mit zwei Reflektoren

5.1. *Entfernungskompression*

Nachdem die Messdaten aufgenommen, der Gleichanteil herausgerechnet und die Werte in einer Rohdatenmatrix abgespeichert worden sind, wird die Entfernungskompression durchgeführt. Sie entspricht der Fokussierung sich radial hintereinander befindender Objekte mit einer Filterfunktion, welche für jede Modulationsperiode T_m neu angewandt wird.

Das vom Radar ausgesendete frequenzmodulierte Signal wird wie folgt ausgedrückt:

$$s(t) = A_s \exp \left(j \left(\omega_0 t + \frac{\dot{\omega} t^2}{2} + \varphi_0 \right) \right) \quad \text{für } 0 \leq t \leq T_m \quad (5.1)$$

Dabei entspricht $\dot{\omega}$ der Modulationsrate $\dot{\omega} = B / T_m$.

Das empfangene Signal eines Punktziels entspricht unter idealen Bedingungen dem um τ zeitlich verschobenen Sendesignal:

$$r(t - \tau) = A_E \exp \left(j \left(\omega_0 (t - \tau) + \frac{\dot{\omega} (t - \tau)^2}{2} + \varphi_0 \right) \right) \quad \text{für } 0 \leq t - \tau \leq T_m \quad (5.2)$$

Das am Mischer M2 (Abb. 4-1) gebildete Signal entspricht der Multiplikation der beiden Eingangssignale, wobei das empfangene Echosignal zuvor komplex konjugiert wird:

$$\begin{aligned} y(t) &= s(t) \cdot r^*(t - \tau) \\ &= A_s \exp \left(j \left(\omega_0 t + \frac{\dot{\omega} t^2}{2} + \varphi_0 \right) \right) \cdot A_E \exp \left(-j \left(\omega_0 (t - \tau) + \frac{\dot{\omega} (t - \tau)^2}{2} + \varphi_0 \right) \right) \\ &= A_s A_E \exp \left(j \left(\omega_0 \tau + \dot{\omega} \tau t - \frac{\dot{\omega} \tau^2}{2} \right) \right) \quad \text{für } 0 \leq t \leq T_m \end{aligned} \quad (5.3)$$

Der Verlauf des Signals $y(t)$ entspricht dem, der schließlich mit der Datenerfassungskarte aufgezeichnet wird.

Da unter anderem aus Geschwindigkeitsgründen bei der Prozessierung meistens im Frequenzbereich gerechnet wird, muss Gl. (5.3) in die spektrale Schreibweise umgeformt werden. Dazu wird die Fouriertransformierte gebildet:

$$\begin{aligned} Y(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} y(t) \cdot \exp(-j\omega t) dt \\ &= A_s A_E \exp \left(j \left(\omega_0 \tau - \frac{\dot{\omega} \tau^2}{2} \right) \right) \int_{-\infty}^{\infty} \exp(j \dot{\omega} \tau t) \cdot \exp(-j\omega t) dt \\ &= A_s A_E \exp \left(j \left(\omega_0 \tau - \frac{\dot{\omega} \tau^2}{2} \right) \right) \cdot 2\pi \cdot \delta(\dot{\omega} \tau - \omega) \end{aligned} \quad (5.4)$$

Die Gleichungen (5.2) – (5.4) gelten lediglich für ein Punktziel. In der Realität muss jedoch über alle Echos im empfangenen Signal integriert werden. Da die Grenzen bei $-\infty$ und $+\infty$ liegen, muss mit einer sogenannten Fensterfunktion das Signal $Y(\omega)$ begrenzt werden. Dazu wird angenommen, dass das Signal nur von τ bis T_m anliegt:

$$W(\omega) = \begin{cases} (T_m - \tau) \exp\left(-j\omega \frac{T_m - \tau}{2}\right) \text{sinc}\left(\omega \frac{T_m - \tau}{2}\right) & \text{für } \tau < T_m \\ 0 & \text{für } 0 > \tau \text{ und } \tau > T_m \end{cases} \quad (5.5)$$

Im letzten Schritt der Entfernungskompression wird die Fensterfunktion (5.5) mit dem Resultat aus (5.4) gefaltet, um ein vollständig komprimiertes Signal zu erhalten:

$$\begin{aligned} Y(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} Y(\omega - x) W(x) dx \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} A_S A_E \exp\left(j\left(\omega_0 \tau - \frac{\dot{\omega} \tau^2}{2}\right)\right) 2\pi \delta\left(\dot{\omega} \tau - \omega - x\right) (T_m - \tau) \\ &\quad \exp\left(-jx \frac{T_m - \tau}{2}\right) \text{sinc}\left(x \frac{T_m - \tau}{2}\right) dx \\ &= 2\pi (T_m - \tau) A_S A_E \exp\left(\omega_0 \tau - \frac{\dot{\omega} \tau T_m}{2} + \frac{\omega(T_m - \tau)}{2}\right) \\ &\quad \text{sinc}\left(\left(\dot{\omega} \tau - \omega\right) \frac{T_m - \tau}{2}\right) \end{aligned} \quad (5.6)$$

Einige signifikante Ergebnisse sind in Gl. (5.6) erkennbar. Als erstes ist die Signalamplitude abhängig vom Term $T_m - \tau$, was bedeutet, dass die Energie des empfangenen Signals mit zunehmender Modulationsperiode steigt und weiter entfernte Ziele eine geringere Amplitude aufweisen. Das Argument der Kardinalsinus-Funktion $\left(\dot{\omega} \tau - \omega\right) \frac{T_m - \tau}{2}$ spiegelt das zweite Ergebnis wieder. Der Term $\dot{\omega} \tau - \omega$ verschiebt

die Mitte der sinc-Funktion, deren Amplitude von $\dot{\omega} \tau$ abhängig ist. Der Term $\frac{T_m - \tau}{2}$ gibt die Breite der sinc-Funktion an, welche in der Entfernungsauflösung des Systems resultiert. Hieraus ist es leicht ersichtlich, dass weiter entfernte Ziele schlechter aufgelöst werden.

Die Entfernungskompression findet fast vollständig in der Hardware statt, da das empfangene Signal über die Mischer M2 und M3 mit dem Sendesignal gemischt wird. Dabei handelt es sich um einen enormen Vorteil, da Rechenzeit gespart wird und außerdem die Filterfunktion $s(t)$ nicht über Software nachgebildet werden muss. Allerdings kann zu Testzwecken kein Einfluss auf die Funktion genommen werden, was das Maß an Flexibilität mindert. Der verbleibende Teil der Entfernungskompression, die Bildung der Fouriertransformierten, wird anschließend mit Software realisiert.

Abb. 5-3 zeigt ein in Entfernung komprimiertes Bild mit einem Cornerreflektor (logarithmisch skaliert). Es ist deutlich zu erkennen, dass sich in der vertikalen Mitte des Bildes ein Ziel befindet. Da die Entfernung konstant bleibt, ist die Anwendung der sogenannten „Range Cell Migration Compensation“^{xx} nicht unbedingt notwendig. Berechnungen zeigten, dass sich dieser Effekt maximal in Variationen um einen Pixel niederschlägt. Die im nächsten Abschnitt erklärte Azimutkompression fokussiert dieses Bild in vertikaler Richtung, sodass der Reflektor als ideales Punktziel erkannt wird.



Abb. 5-3: In Entfernung komprimiertes Bild mit einem Cornerreflektor

5.2. Azimutkompression

Nach Durchführung der Entfernungskompression muss die über Azimut gespreizte Signatur des Ziels komprimiert werden. Hierbei kommt ebenfalls ein Matched Filter zum Einsatz. Allerdings wird nicht, wie bei der Entfernungskompression, für jede Zeile/Spalte die gleiche Funktion verwendet. In Azimutrichtung muss korrespondierend zu jeder Entfernung eine neue Filterfunktion berechnet werden. Ist die Geschwindigkeit und der Abstand zum Ziel bekannt, kann sie analytisch ermittelt werden. Die Herleitung entspricht im Wesentlichen Abschnitt 2.5.2.

Gemäß Abb. 2-7 kann das Azimutsignal mit linearer Frequenzmodulation mit folgender Funktion beschrieben werden:

$$\begin{aligned} m_{az}(t) &= A \cdot \text{rect} \left| \frac{t}{T_{AZ}} \right| \exp \left(\frac{j}{2} \left(2\pi \dot{f}_{az} \right) t^2 \right) \\ &= A \cdot \text{rect} \left| \frac{t}{\frac{\lambda R}{2\delta_{sa} v}} \right| \exp \left(j \left(\frac{2\pi v^2}{\lambda R} \right) t^2 \right) \end{aligned} \quad (5.7)$$

Die Referenzfunktion entspricht der komplex konjugierten des Azimutsignals:

$$h_{az}(t) = A \cdot \text{rect} \left| \frac{t}{\frac{\lambda R}{2\delta_{sa} v}} \right| \exp \left(-j \left(\frac{2\pi v^2}{\lambda R} \right) t^2 \right) \quad (5.8)$$

Wird für jede „Entfernungslinie“ der korrekte Abstand R eingesetzt und diese Linie mit $h_{az}(t)$ gefaltet, ergibt sich das vollständig komprimierte Bild.

Aufgrund einiger Herausforderungen bei der Prozessierung konnte bis zum Abschluss der Diplomarbeit kein vollständig fokussiertes Bild errechnet werden.

6. Zusammenfassung

In der Arbeit werden, unter Anderem, grundlegende Informationen zu Radar mit realer und synthetischer Apertur dargestellt, die Formeln zur Berechnung des Auflösungsvermögens hergeleitet und der Vorgang zur Prozessierung der Rohdaten eines FMCW-SAR erläutert.

Durch den Aufbau eines I- und Q-Kanals wird bei der digitalen Signalauswertung ein analytisches Signal gebildet. Dadurch werden unter Anderem Auslöschungseffekte verhindert und der SAR-Prozessor mit einem Signal, welches die Amplituden und Phaseninformation mit sich trägt, gespeist.

6.1. *Bewertung und Diskussion der Ergebnisse*

Das aufgebaute FMCW-Radar erfüllt alle Erwartungen. Die in 3.2 prognostizierte Reichweite von $R_{Z,max} = 35\text{ m}$ wird relativ genau erreicht und zwischen I- und Q-Kanal herrschen nahezu exakt 90° Phasenverschiebung. Die Längendifferenz zwischen realer und gemessener Entfernung wurde mit einem eigens entwickelten Verfahren kalibriert, sodass die Resultate ausreichende Qualität besitzen. Die CWISAR-Messung zeigte schließlich, dass zwei in Azimut ausgerichtete Ziele mit großem Signal-Rausch-Verhältnis selektiert werden können. Die Resultate sind somit ausreichend gut und ein Einsatz als bildgebendes SAR ist möglich.

6.2. *Ausblick*

Das Radar findet in jedem Fall Einsatz als Demonstrations- und Testsystem für Grundlegende Arbeiten zum Thema FMCW-SAR. Jedoch existiert eine weitere äußerst interessante Verwendungsmöglichkeit. Der Einsatz von fliegenden, autonomen Plattformen (auch UAV, engl. Unmanned Aerial Vehicle) zur Beobachtung der Landschaft wird im militärischen als auch im zivilen Bereich intensiv diskutiert. In der vielfältigen Reihe von Sensoren stehen bildgebende Radarsysteme immer mehr im Mittelpunkt des Interesses. FMCW-SAR, wie z. B. das NanoSAR von ImSAR oder das SUMATRA von FHR besitzen bei geringer Masse ($< 1\text{ kg}$) ein hohes Maß an Flexibilität bei guter Auflösung. Daher wäre es denkbar, dass das für diese Diplomarbeit gefertigte Radar so umgebaut wird, dass es auf einem unbemannten Luftfahrzeug installiert werden kann.

Mögliche Änderungen wären z. B.:

- Verwendung von Bauteilen (Mischer, Verstärker, ...) mit geringeren Rauschzahlen
- Erhöhung der Sendeleistung
- Simultanes Senden in mehreren Frequenzbändern (z. B. X, Ku, K-Band)
- Digital Beamforming zur elektronischen Nachführung der Antenne für den Spotlight-Modus
- Aufbau in Streifenleitungstechnik

Eine weitere Möglichkeit zur Erhöhung der Signalqualität basiert auf der Verwendung eines arbiträren Signalgenerators mit 2 Ausgängen. Dieser kann auf dem ersten Kanal das Sendesignal ausgeben und auf dem zweiten das Selbe zeitversetzte Signal zum heruntermischen. Die zeitliche Differenz sollte dabei ungefähr der Signallaufzeit vom Radar zum Ziel und zurück entsprechen. Somit kann das Heruntermischen auf eine falsche Differenzfrequenz (siehe 3.1) weitestgehend vermieden werden.

A Anhang

A.1 Quellcode

Die Umsetzung des Algorithmus aus Kapitel 5 erfolgte in der Programmiersprache C++. Es handelt sich dabei um den Teil der Diplomarbeit, der den größten zeitlichen Aufwand erforderte. Im Quellcode wurden alle Schritte bis zur Azimutkompression erfolgreich implementiert. Lediglich beim Einfügen des Verfahrens aus Abschnitt 5.2 traten, wie bereits erwähnt, Schwierigkeiten auf. Die zwei Unterprogramme zur Azimutkompression stellen daher nur eine grobe Richtung dar und sollten von einer erfahrenen Person optimiert werden.

```

/* -----
//
// \file      FMCWfilter.cc
//
// Description: filters FMCW raw data in range and azimuth
//
// last version: 17.07.2011, 18:25
//
// author: Tobias Rommel
//
// Copyright (C) 2011, DLR-HR, Microwaves and Radar Institute,
// German Aerospace Center (DLR), Member of the Helmholtz Association.
//
// -----*/

// Include Line -----
#include <iostream>
#include <fstream>
#include <string>
#include <math>
#include <complex>
#include <cassert>
#include "fft.hh"

using namespace std;
using namespace pal4sar;

int pal4sar::nthreads = 32; // use 16 cpu-cores with 32 threads

// Global variables

double pi = M_PI;
int samplerate = 250000; // samplerate in S/s
double delta_r = 0.75; // resolution in range in m
double d = 0.08; // antenna dimension in azimuth in m
double delta_sa = d / 2; // resolution in azimuth in m
double c = 2.99e8; // speed of light in m/s
double v = 0.09; // velocity of antennas in m/s
double f = 6.65e9; // centerfrequency in Hz
double wlength = c / f; // wavelength in m
double range = 5.9; // distance antenna - target in m
int crf = 50; // chirp repetition frequency
int samples_rg = samplerate / crf; // samples in range

```

// Description: calculates filter for each azimuthline
// Solution 1

```
complex<float>* azref(int rgindex, int azsamples)
{
    double t[azsamples]; // actual time
    // matched filter function-values
    complex<float>* mff = new complex<float>[azsamples];
    assert(mff);
    double range = rgindex * delta_r; // actual range
    //double bandwidth = 4 * v / wlength * sin(30.8 * pi / 360);
    //double delta_sa = v / bandwidth; // alternative function for resolution
    // rect scaling constant
    double denom = (wlength * range) / (2 * delta_sa * v);
    double tcenter = azsamples / 2; // time of orthogonal view

    for(int i = 0; i < azsamples; i++) {
        mff[i] = 0;
        t[i] = (i - tcenter) / crf; // zero padding
        if ((abs(t[i]) / denom) <= 0.5){
            mff[i] = polar(1.0, -2 * pi * v*v / (wlength * range) * t[i]*t[i]);
        } // if
    } // for

    return mff;
}
```

// Description: calculates filter for each azimuthline
// Solution 2

```
complex<float>* azref2(int rgindex, int azsamples)
{
    double dist_r = c / (2.0 * samplerate); // resolution

    double r_real = range + rgindex * dist_r; // real distance

    // length of synthetic aperture in meters and pixels
    double len_sa = wlength * r_real / (2.0 * delta_sa);
    int nr_sa = (int) floor(len_sa / v * crf);

    if (fmod(double(nr_sa), 2.0) == 1.0) { nr_sa++; } // for zero padding

    double *x = new double[nr_sa];
    double *dr = new double[nr_sa];
    complex<float> *cpha = new complex<float>[nr_sa];
    assert(x && dr && cpha);
    double phase;
    complex<float> *mff = new complex<float>[azsamples];

    // azimuth positions x of every pixel
    for(int k = 0; k < nr_sa; k++) {
        x[k] = (double)(k) * len_sa / nr_sa - len_sa / 2.0;
    } // for

    // true sensor - scatter distance for every azimuth position
    double s = (double) nr_sa / 2.0;
    for(int k = 0; k < nr_sa; k++) {
        int kk = (int) fmod(double(k) + s, double(nr_sa));
        dr[kk] = sqrt(r_real * r_real + x[k] * x[k]);
    } // for

    // phase
    for(int k = 0; k < nr_sa; k++) {
        phase = -4 * (double) pi / wlength * dr[k];
        cpha[k] = exp(complex<float>(0.0f, (float) phase));
    } // for
}
```

```

// zero padding
for(int k = 0; k < azsamples; k++) {
    mff[k] = complex<float>(0.0f, 0.0f);
} // for

for(int k = 0; k < nr_sa / 2; k++) {
    mff[k] = cpha[k];
    mff[azsamples - k - 1] = cpha[nr_sa - k];
} // for

return mff;
}

int main()
{
    ifstream readI; // file with Re part
    ifstream readQ; // file with Im part
    char numberI[21]; // single number Re
    char numberQ[21]; // single number Im
    char* sign; // single sign for converting of decimal symbol
    int samples; // number of samples
    complex<float> *array; // for raw data
    array = (complex<float>*)malloc(sizeof(complex<float>));
    assert (array);

    // open files with raw data
    readI.open("/rommel_root/FMCW_Short/rawdata/iphase01.txt", ios::in);
    readQ.open("/rommel_root/FMCW_Short/rawdata/qphase01.txt", ios::in);

    // copy raw data into array
    for (samples = 0; (!readI.eof()) && (!readQ.eof()); samples++) {
        readI.getline (numberI, 21);
        readQ.getline (numberQ, 21);

        // change decimal symbol
        sign = strchr(numberI, ',');
        if(sign != NULL) { *sign = '.'; }
        sign = strchr(numberQ, ',');
        if(sign != NULL) { *sign = '.'; }

        array = (complex<float>*)realloc(array, (samples + 1)
            * sizeof(complex<float>));
        assert (array);
        array[samples] = complex<float>(atof(numberI), atof(numberQ));
    } // for

    readI.close(); // close file
    readQ.close(); // close file

    // set equivalent value of Re and Im to zero
    float ReEqv = 0;
    float ImEqv = 0;

    for (int i = 0; i < samples; i++) {
        ReEqv += real(array[i]);
        ImEqv += imag(array[i]);
    } // for

    ReEqv = ReEqv / samples;
    ImEqv = ImEqv / samples;

    for (int i = 0; i < samples; i++) {
        array[i] = complex<float>(real(array[i]) - ReEqv,
            imag(array[i]) - ImEqv);
    } // for

```

```

// samples in azimuth
int samples_az = samples / samples_rg;

// arrays for pictures
Png pngi;
IMAGE input;
IMAGE rgcompressed;
IMAGE output;

input = AllocImage(samples_az, samples_rg);
rgcompressed = AllocImage(samples_az, samples_rg);
output = AllocImage(samples_az, samples_rg);

// max and min value of raw data for linear scaling
float maxraw = abs(array[0]);
float minraw = abs(array[0]);

for (int i = 0; i < samples; i++) {
    if(maxraw < abs(array[i])) { maxraw = abs(array[i]); }
    if(minraw > abs(array[i])) { minraw = abs(array[i]); }
} // for

// variables for range compression
int sizer[1] = {samples_rg};
complex<float>* rgline = new complex<float> [samples_rg];
assert (rgline);
complex<float>* fftrg;
complex<float>* rg_comp = new complex<float> [samples_rg * samples_az];
assert (rg_comp);

// range compression
for(int j = 0; j < samples_az; j++){
    for (int i = 0; i < samples_rg; i++){
        rgline[i] = array[j * samples_rg + i];
    } // for
    fftrg = fft(1, sizer, rgline, FForward);
    for (int i = 0; i < samples_rg; i++) {
        rg_comp[j * samples_rg + i] = fftrg[i];
    } // for
} // for

delete fftrg;
delete rgline;

cerr << "Range compression done" << endl;

// variables for azimuth compression
complex<float>* azline = new complex<float> [samples_az];
assert (azline);
complex<float>* fftaz;
complex<float>* ref;
complex<float>* fftref;
complex<float>* azline_comp;
int sizea[1] = {samples_az};
complex<float>* az_comp = new complex<float> [samples_rg * samples_az];
assert (az_comp);

// azimuth compression
for (int i = 0; i < samples_rg; i++) {
    for (int j = 0; j < samples_az; j++) {
        azline[j] = rg_comp[j * samples_rg + i]; // line in azimuth
    } // for

    fftaz = fft(1, sizea, azline, FForward); // FFT of azimuth-line
    ref = azref(i, samples_az); // calculate matched filter
    //ref = azref2(i, samples_az); // calculate matched filter
    fftref = fft(1, sizea, ref, FForward); // FFT of matched filter

```

```

    for (int j = 0; j < samples_az; j++) {
        azline[j] = fftref[j] * fftaz[j]; // "folding-operation"
    } // for

    // line in azimuth in time domain
    azline_comp = fft(1, sizea, azline, IInverse);

    for (int j = 0; j < samples_az; j++) {
        az_comp[j*samples_rg+i] = azline_comp[j]; // save compressed data
    } // for
} // for

delete azline;
delete azline_comp;
delete fftref;
delete fftaz;
delete ref;

cerr << "Azimuth compression done" << endl;

// scale
for (int i = 0; i < samples_rg; i++) {
    for (int j = 0; j < samples_az; j++) {
        input.img[j*samples_rg+i] = 255*(abs(array[j*samples_rg+i])-
                                           minraw)/(maxraw-minraw); // lin-scaled
        rgcompressed.img[j*samples_rg+i] = scale(abs(rg_comp[j*samples_rg
                                                         +i]), 2); // log-scaled
        output.img[j*samples_rg+i] = scale(abs(az_comp[j*samples_rg
                                                         +i]), 2); // log-scaled
    } // for
} // for

delete rg_comp;
delete az_comp;
free(array);

// save images
pngi.Write("Input.png", input);
pngi.Write("rgcompressed.png", rgcompressed);
pngi.Write("Output.png", output);

cerr << "show it: gimp Input.png rgcompressed.png Output.png" << endl;

exit(0);
}

// End -----

```

A.2 Verzeichnis der verwendeten Formelzeichen und Konstanten

| Symbol | Einheit | Beschreibung |
|----------------|---------|---|
| $s(t)$ | V | Vom Radar gesendetes Signal |
| A_s | V | Amplitude des gesendeten Signals |
| ω_0 | Hz | Kreisfrequenz des gesendeten Signals |
| f_0 | Hz | Trägerfrequenz des gesendeten Signals |
| t_0 | s | Startzeitpunkt |
| t | s | Zeit |
| φ_0 | ° | Konstanter Phasenwert zum Zeitpunkt t_0 |
| R_Z | m | Zielentfernung vom Radar |
| R_{Z0} | m | Zielentfernung zum Zeitpunkt t_0 |
| τ | s | Signallaufzeit |
| $r(t)$ | V | Vom Radar empfangenes Signal |
| φ_{SE} | ° | Phase zwischen Sende- und Empfangssignal |
| \bar{v}_r | m/s | Radialgeschwindigkeit des Ziels |
| \bar{v}_Z | m/s | Tatsächliche Geschwindigkeit des Ziels |
| f_s | Hz | Frequenz des gesendeten Signals |
| f_E | Hz | Frequenz des empfangenen Signals |
| f_D | Hz | Dopplerfrequenzfrequenz des Ziels |
| f_{diff} | Hz | Differenzfrequenz zwischen Sende- und Empfangssignal |
| λ | m | Wellenlänge des gesendeten Signals |
| γ | ° | Winkel zw. Zielbewegungsrichtung u. Richtung Radar/Ziel |
| T_m | s | Modulationsperiode |
| f_m | Hz | Modulationsfrequenz |
| B | Hz | Bandbreite des gesendeten Signals |
| n, k | - | Ganze Zahl |
| Θ_a | ° | Antennenhalbwertsbreite in Azimut |
| Θ_{sa} | ° | Antennenhalbwertsbreite der synthetischen Apertur |
| d | m | Antennenlänge in Azimut |
| L_{sa} | m | Länge der synthetischen Apertur |
| T_{az} | s | Beleuchtungsdauer der synthetischen Apertur |
| δ | m | Änderung Abstand Radar - Ziel |
| u_{diff} | V | Amplitude des Differenzsignals im Spektrum |
| δ_r | m | Auflösung in Entfernungsrichtung |
| δ_{sa} | m | Auflösung in Azimutrichtung |
| v_{SAR} | m/s | Geschwindigkeit der SAR-Antennen |
| φ_{az} | ° | Phasenänderung über Azimut |

| Symbol | Einheit | Beschreibung |
|-----------------------------------|------------------|--|
| f_{az} | Hz | Azimutfrequenz |
| B_{az} | Hz | Azimutbandbreite |
| l | m | Kantenlänge Tripelspiegel |
| σ | dBsm | Radarrückstreuquerschnitt |
| $\varphi_{I,Q}$ | ° | Phasendifferenz zwischen I- und Q-Kanal |
| y | V | Heruntergemischtes Empfangssignal |
| S / N | dB | Signal-Rausch-Verhältnis |
| f_a | Hz | Abtastfrequenz |
| f_g | Hz | Obere Grenzfrequenz eines Filters |
| G_S | dB | Gewinn der Sendeantenne |
| G_E | dB | Gewinn der Empfangsantenne |
| Θ_E | ° | Antennenhalbwertsbreite E-Feld |
| Θ_H | ° | Antennenhalbwertsbreite H-Feld |
| NF | dB | Rauschzahl |
| Δl | m | Physikalische Länge des Phasenschiebers |
| P_S | dB | Sendeleistung des Radars |
| N | Bit | Quantisierung der Abtastwerte |
| a_{SYS} | dB | Systemverluste |
| a_{ges} | dB | Gesamtverluste des Radars |
| a_F | dB | Fluktuationsverluste |
| a_D | dB | Dämpfungsverluste |
| $P_{E,min}$ | dBm | Minimal detektierbare Echoleistung |
| T_{eff} | K | Effektive Rauschtemperatur |
| n_{sa} | - | Anzahl kohärent aufsummierter Echosignale |
| ΔL_i | m | Im Radar zu herauskalibrierende Länge |
| $\Delta L_{el}, \Delta L_c$ | m | Elektrische Leitungslänge |
| $\Delta L_{geo}, \Delta L_{mech}$ | m | Mechanische Leitungslänge |
| ΔL | m | Längendifferenz zwischen Messung und Realität |
| c | m/s | Signalgeschwindigkeit in einer Leitung |
| f_o | Hz | Obere Grenzfrequenz des Sendesignals |
| f_u | Hz | Untere Grenzfrequenz des Sendesignals |
| $\Delta \varphi_{I,Q}$ | ° | Variation der Phasendiff. zw. I und Q bei mod. $s(t)$ |
| Δt | s | Zeitlicher Abstand zweier Ziele bei konstantem \bar{v}_z |
| δ_{ISAR} | m | Abstand in Azimut zwischen zwei Zielen |
| $\dot{\omega}$ | 1/s ² | Modulationsrate |
| m_{az} | V | Azimutsignal |
| h_{az} | V | Referenzfunktion in Azimut |
| ϵ_r | - | Relative Permittivität |

Anhang

| Symbol | Einheit | Beschreibung |
|--------|---------|--------------------------------|
| k_B | Ws/K | Boltzmannkonstante |
| c_0 | m/s | Lichtgeschwindigkeit im Vakuum |
| π | - | Kreiszahl |
| j | - | $\sqrt{-1}$ imaginäre Einheit |

A.3 **Abbildungsverzeichnis**

| | |
|--|----|
| Abb. 2-1: Radar-Frequenzbandbezeichnungen nach IEEE-Std-521-2002 | 4 |
| Abb. 2-2: Radar/Ziel-Geometrie bei geradliniger Zielbewegung..... | 7 |
| Abb. 2-3: Zeitlicher Verlauf der Sende- und Empfangsfrequenzen (schwarz – rot) .. | 8 |
| Abb. 2-4: Darstellung des SAR-Verfahrens | 11 |
| Abb. 2-5: Abhängigkeit der Spektralanteile von der Zielentfernung | 12 |
| Abb. 2-6: Veranschaulichung der Entfernungsauflösung bei verschiedenen Zielabständen | 14 |
| Abb. 2-7: Schematische Darstellung der Dopplerfrequenzverschiebung (Phasenhistorie) eines Punktziels..... | 15 |
| Abb. 2-8: Tripel-Spiegel mit dreieckigen Wänden, Kantenlänge l | 18 |
| Abb. 2-9: Blockschaltbild eines I/Q-Demodulators | 19 |
| Abb. 3-1: Differenzfrequenzverlauf bei sägezahn- und dreieckförmiger Modulationsspannung | 21 |
| Abb. 3-2: Verlauf der gemessenen Modulationsspannung..... | 21 |
| Abb. 3-3: Explosionszeichnung eines Gunnplexers | 23 |
| Abb. 3-4: Ausgangsleistung des VCO ZX95-3000W+ | 25 |
| Abb. 3-5: Abstimmempfindlichkeit des VCO ZX95-3000W+ | 25 |
| Abb. 3-6: Entfernungsabhängiger Fehler aufgrund der Abstimmempfindlichkeit (Nichtlinearität)..... | 26 |
| Abb. 3-7: Aliasing bei Abtastung mit $f_a = 250$ kS/s eines Tiefpassgefilterten Signals | 27 |
| Abb. 3-8: Schaltplan zum Butterworth-Filter mit zugehörigem simuliertem Betragsfrequenzgang | 28 |
| Abb. 3-9: Butterworth-Tiefpass für I- und Q-Signal | 28 |
| Abb. 3-10: Blockschaltbild des Radars..... | 29 |
| Abb. 3-11: FMCW-Radar eingebaut in einem 19“-Einschub..... | 31 |
| Abb. 4-1: Verdeutlichung der zu kalibrierenden Länge ΔL_i am Blockschaltbild des Gesamtsystems..... | 37 |
| Abb. 4-2: Messaufbau Entfernungsmessung | 40 |
| Abb. 4-3: Spektrum mit Corner bei 10,4 m Entfernung | 41 |
| Abb. 4-4: Messaufbau zur Geschwindigkeitsmessung | 42 |
| Abb. 4-5: Aufgezeichnetes Differenzsignal bei Geschwindigkeitsmessung | 43 |
| Abb. 4-6: Inphase- und Quadraturphase- Signal bei Umkehrung der Bewegungsrichtung | 43 |
| Abb. 4-7: Kreuzkorrelationsfunktion aus I- und Q-Signal | 45 |
| Abb. 4-8: Prinzipskizze des Messaufbaus bei der CWISAR-Messung | 46 |
| Abb. 4-9: Dopplerfrequenzverschiebung I-Signal mit einem Cornerreflektor..... | 46 |
| Abb. 4-10: Dopplerfrequenzverschiebung I-Signal mit zwei Cornerreflektoren | 47 |
| Abb. 4-11: Betrag des gefilterten Messsignals (I und Q) mit 2 Punktzielen | 47 |
| Abb. 4-12: Gefiltertes Messsignal vom Gunnplexer mit 2 Punktzielen | 48 |
| Abb. 4-13: Messaufbau FMCW-SAR-Messung mit 2 Zielen | 49 |
| Abb. 5-1: Rohdatenbild mit einem Reflektor | 51 |
| Abb. 5-2: Rohdatenbild mit zwei Reflektoren..... | 51 |
| Abb. 5-3: In Entfernung komprimiertes Bild mit einem Cornerreflektor | 54 |

A.4 *Literaturverzeichnis*

- i Erten, Esra: Information Theory of Multi-Temporal SAR Systems with Application to Motion Detection and Change Detection, Dissertation, Berlin 2010
- ii Moreira, Alberto: Radar mit synthetischer Apertur – Grundlagen und Signalverarbeitung, Habilitationsschrift, Karlsruhe 2000
- iii 686 WG – Terminology Working Group: 521 - 2002 - IEEE Standard Letter Designations for Radar-Frequency Bands, 2003, IEEE New York, ISBN 0-7381-3355-8
- iv Klausing, H. und Holpp W.: Radar mit realer und synthetischer Apertur – Konzeption und Realisierung, 1. Auflage, Oldenbourg Wissenschaftsverlag GmbH 2000, München, ISBN 3-486-23475-7
- v Komarov, Igor V. und Smolskiy, Sergey M.: FUNDAMENTALS OF SHORT-RANGE FM RADAR, 1. Auflage, ARTECH HOUSE, Inc, Norwood 2003, ISBN 1-58053-110-5
- vi Curlander, John C.: Synthetic Aperture Radar – Systems and Signal Processing, 1. Auflage, JOHN WILEY & SONS, Inc. 1991, USA, ISBN 0-471-85770-X
- vii Smith, Ryan L.: Micro synthetic aperture Radar using FM/CW Technology, Masterarbeit, Brigham 2002
- viii G. T. Ruck: Radar Cross-Section Handbook – Volumes 1 & 2, 1. Auflage, Plenum Press, New York 1970, ISBN: 978-0306303432
- ix Fachhochschule Giessen Friedberg, Labor für Telekommunikation, Laborversuch „Digitale Modulationsverfahren“, SS 09
- x Weidmann, Wolfgang: InnoSent Applikationsschrift II „Erfassung bewegter und stationärer Objekte mit Hilfe des FMCW-Radarprinzip“, Donnersdorf 2004
- xi VCO Designer's Handbook, Mini-Circuits, New York 1996
- xii <http://www.itwissen.info/definition/lexikon/YIG-Oszillator-YIG-yttrium-iron-garnet.html> (13.07.11, 10:44)
- xiii Richardson, Bob: The Gunnplexer Cookbook, 1. Auflage
- xiv Meta, Adriano: Signal Processing of FMCW Synthetic Aperture Radar Data, Dissertation, Delft 2006

- xv Lücke, Hans Dieter: Signalübertragung: Grundlagen der digitalen und analogen Nachrichtenübertragungssysteme, 5. Auflage, Springer-Verlag Berlin 1992, ISBN 3-540-54824-6
- xvi Saal, Rudolf: Handbuch zum Filterentwurf, AEG-Telefunken Berlin 1979, ISBN 3-87087-070-2
- xvii Skolnik, Merrill: Radar Handbook, 1. Auflage, McGRAW-HILL BOOK COMPANY 1970, New York, ISBN 0070579083
- xviii Hein, Achim: Verarbeitung von SAR-Daten unter besonderer Berücksichtigung interferometrischer Anwendungen, Dissertation, Siegen 1998
- xix Moreira, Alberto: On the use of the ideal filter concept for improving SAR image quality, Journal of electromagnetic waves and Applications, Vol. 9, No. 3, 407-420, 1995
- xx Cumming, Ian G.: Digital Processing of Synthetic Aperture Radar Data – Algorithms and Implementation, 1. Auflage, ARTECH HOUSE, Inc, Norwood 2005, ISBN 1-58053-058-3